



# Amélioration des performances du traitement des interférences dans le domaine fréquentiel pour les communications acoustiques sous marines

Abdelhakim Youcef

## ► To cite this version:

Abdelhakim Youcef. Amélioration des performances du traitement des interférences dans le domaine fréquentiel pour les communications acoustiques sous marines. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Télécom Bretagne, Université de Bretagne Occidentale, 2013. Français. NNT: . tel-00959457

**HAL Id: tel-00959457**

**<https://theses.hal.science/tel-00959457>**

Submitted on 14 Mar 2014

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

# Télécom Bretagne

En accréditation conjointe avec l'Ecole Doctorale Sicma

---

## Amélioration des performances du traitement d'interférences dans le domaine fréquentiel pour les communications acoustiques sous-marines

---

### Thèse de Doctorat

Mention : STIC - Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication

Présentée par **Abdelhakim YUCEF**

Département : Signal et Communications

Laboratoire : Lab-STICC      Pôle : CACS

Directeur de thèse : Christophe LAOT

Soutenue le 12 Décembre 2013

#### Jury :

##### Rapporteurs :

Karim ABED-MERAIM,  
Pierre-Philippe BEAUJEAN

Professeur, Université d'Orléans  
Maître de conférences, Florida Atlantic University

##### Examineurs :

Christophe LAOT  
Maryline HELARD  
Gilles BUREL  
Karine AMIS

Professeur, Télécom Bretagne (Directeur de thèse)  
Professeur, INSA de Rennes  
Professeur, Université de Bretagne Occidentale  
Maître de conférences, Télécom Bretagne



---

Cette thèse a été préparée à Télécom Bretagne au sein du département Signal et Communications (UMR CNRS 6285 Lab-STICC) de octobre 2010 à décembre 2013. Une partie des travaux présentés dans ce manuscrit est issue d'une collaboration avec le professeur Yahong Rosa Zheng de Missouri University, Rolla, USA.

Cette thèse a été co-financée par la Région Bretagne et l'institut Mines-Télécom. Ce travail a également été soutenu par le GESMA (Groupes d'Etudes Sous-Marines de l'Atlantique) qui a fourni une partie des données réelles exploitées dans ce manuscrit.



---

## *Dédicaces*

*A l'âme de ma grande mère maternelle Lalla qui avait toujours souhaité ma réussite.*

*A ma chère grande mère paternelle Mima pour son amour et ses prières pour moi.*

*Aux meilleurs et plus tendres parents au monde qui m'ont appris le sens de l'amour infini et du sacrifice pour ma réussite...*

*A ma mère et ma source d'amour, je n'oublierai jamais tes conseils et tes efforts pour m'apprendre la volonté et l'ambition de réussir...*

*A mon père et mon exemple dans la vie, je n'oublierai jamais tous tes efforts pour m'aider à réussir...*

*A la meilleure et plus affectueuse soeur au monde, Amina, à qui je dois toute ma reconnaissance pour son grand appui durant mes études ....*

*Aux plus drôles frères au monde Abdelhak, Mohamed et Yacine pour leurs incessants encouragements et soutien...*

*A ma belle et la plus aimable fiancée au monde, Amina, pour son grand soutien et qui a représenté durant ce travail ma source de motivation et d'inspirations....*

*Je vous dédie très spécialement le fruit de toutes ces années d'études.*

*Merci infiniment*



---

# Remerciements

*Cette thèse est le fruit de trois années de recherche effectuées au sein de Télécom Bretagne. Je tiens à remercier toutes les personnes qui ont participé, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail de thèse.*

*Je tiens tout d'abord, à remercier profondément mes encadrants, M. Christophe Laot et Mme. Karine Amis, pour la qualité de leur encadrement, leur disponibilité permanente, leur patience, leurs encouragements et leurs conseils très pertinents tout au long de cette thèse.*

*Je remercie vivement Mme. Maryline Helard pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse ainsi que les rapporteurs M. Karim Abed-Meraim et M. Pierre-Philippe Beaujean pour avoir bien voulu prendre le temps d'évaluer cette thèse ainsi que pour les remarques pertinentes qu'ils ont soulevées. Je remercie également M. Gilles Burel pour avoir participé à mon jury de thèse.*

*J'adresse toute ma gratitude et mes remerciements à Mme. Rosa Zheng, Professeur à Missouri University of Science and Technology, USA, pour son accueil chaleureux tout au long de mon séjour au sein de son laboratoire. Je me souviendrai toujours des précieuses discussions que nous avons eues ensemble.*

*Je tiens aussi à remercier M. Ramesh Pyndiah, de m'avoir accueilli au sein du département Signal et Communications et avec lequel j'ai eu beaucoup d'échanges dans le cadre de la branche IEEE de Télécom Bretagne sans oublier l'ensemble des permanents du département, pour tous leurs conseils et leur bonne humeur. Je remercie spécialement Yasser Fadellalah, Said Lmai, Souhaila Fki, Omid Zia-Chahabi, Nguyen Quang Thang et François-Xavier Socheleau, avec qui j'ai eu beaucoup d'échanges scientifiques très constructifs.*

*Un immense "Merci" très particulier à mes très chers parents, pour leur amour infini, leur présence et leur grand soutien durant toute ma vie, ainsi qu'à ma chère et très spéciale soeur Amina et à mes très chers frères Mohamed, Abdelhaq et Yacine pour leur appui et leur soutien tout au long de mes études. Je remercie également et fortement ma chère grande mère, mes chers oncles et tantes ainsi que toute ma famille pour leurs prières pour moi et leur confiance.*



*Mes chaleureuses remerciements à ma chère bien-aimée Amina pour avoir su me rassurer, me comprendre et me soutenir tout au long de cette thèse. Je remercie également mes futurs beaux parents et belles soeurs pour leur sympathie et leur encouragement.*

*Des remerciements particuliers vont aux doctorants et post-doctorants du département SC : Fethi, Samir, Mustapha, Rabie, Hyunsuk, Jia, Alya, Selma, Hala, Naouraz, Sarab, Malek, Faisal, Carole, Vincent, Brahim, Haifa, Safa, Dalel pour leur amitié et leur bonne humeur habituelle. Un Grand Merci à mes amis Rafik, Adel, Hicham, Boumedienne, Abdellatif, Djawida, Esma, Fadhela et Wahida pour avoir partagé les débuts de ce long parcours de master et doctorat.*

*Mes remerciements à Mme Adem Cherifa pour son appui, son encouragement et ses conseils qui m'ont tant inspiré, ainsi qu'à sa famille. Je remercie également l'ensemble de mes anciens enseignants que j'ai eu l'opportunité de rencontrer à l'université de Tlemcen, à l'université de Bretagne Occidentale et à l'INSA de Rennes.*

*Sans oublier ma chère patrie, l'Algérie, qui m'a donné les moyens de faire des études et d'atteindre la plus haute marche universitaire en devenant Docteur en Télécoms.*

---

# Resumé

Les communications acoustiques sous-marines permettent la transmission sans fils de l'information entre la surface et le fond via l'onde acoustique. Le lien acoustique sans fils réduit l'infrastructure matérielle nécessaire par rapport aux communications sous-marines câblées, permettant ainsi un déploiement à coût limité. Néanmoins, le canal acoustique sous-marin impose de sévères dégradations sur le signal transmis, de par ses caractéristiques de propagation qui diffèrent largement de celles du canal hertzien. La propagation multitrajets provoquée par les réflexions multiples sur le fond et la surface, engendre de l'interférence entre symboles qui doit être compensée à la réception. De plus, le mouvement des plateformes d'émission et de réception engendre un effet Doppler qui agit sur le signal comme un phénomène de compression/dilatation temporel de la durée symbole associé à un décalage fréquentiel du spectre.

L'objectif de cette thèse est de proposer des techniques d'émission/réception de faible complexité calculatoire permettant de supprimer les interférences et de réduire le taux d'erreurs binaires sous la contrainte d'une efficacité énergétique de la transmission acoustique sous-marine. La réduction en complexité est assurée par le traitement d'interférences dans le domaine fréquentiel lequel permet de minimiser la consommation énergétique du système de transmission.

Dans un premier temps, nous proposons des techniques d'égalisation fréquentielle adaptative en mode piloté par décision afin de compenser et de suivre la variation temporelle du canal acoustique sous-marin. Dans un second temps, nous proposons un schéma de transmission SC-FDMA mono-utilisateur en mode distribué uniforme en insérant des intervalles de garde fréquentiels afin d'améliorer la robustesse du lien de transmission contre l'effet Doppler du canal acoustique sous-marin. Enfin, nous proposons un turbo-égaliseur fréquentiel adaptatif basé sur un traitement itératif en réception et permettant de réduire le taux d'erreurs binaires au fil des itérations. Notons qu'un traitement multi-voies est considéré à la réception afin d'améliorer le rapport signal sur bruit et que l'égalisation est optimisée conjointement avec la synchronisation de phase pour compenser d'éventuels décalages fréquentiels résiduels.

Les solutions proposées dans cette thèse sont validées expérimentalement sur des signaux réels issus d'enregistrements de transmission en milieu marin.

## Mots Clés :

Communications acoustiques sous-marines, communications numériques, égalisation fréquentielle, égalisation adaptative.



---

# Abstract

Underwater acoustic (UWA) communications allow wireless transmission between the surface and the bottom of a subsea environment based on acoustic waves. The wireless acoustic link reduces the physical infrastructure cost compared to the cable-based underwater communications. However, underwater acoustic channel imposes severe degradations on the transmitted signal. Its propagation characteristics are widely different from those of the radio channel. The multipath propagation caused by multiple reflections on the bottom and the surface, causes intersymbol interference (ISI) which must be compensated at the receiver. Furthermore, by the movement of the transmitting and receiving platforms, the UWA channel is time-variant yielding Doppler spread which induces a compression/expansion phenomenon of the symbol duration, associated to a frequency shift of the signal spectrum.

The objective of this thesis is to propose low-complexity communication techniques in the UWA channel, in order to remove interferences while ensuring energy-efficient transmission link. The reduction in complexity is achieved by treating interferences in the frequency-domain which minimizes the energy consumption of the transmission system.

We first propose adaptive frequency-domain equalization techniques in a decision directed mode, in order to remove ISI and track the time-variation in the UWA channel. Then, we propose a single-user SC-FDMA transmission scheme with a uniform distributed subcarrier allocation and using frequency-domain interval guards, in order to improve the robustness of the receiver against the Doppler effect in the UWA channel. Finally, we propose an adaptive frequency-domain turbo equalizer using iterative receiver, which allows to significantly reduce the bit error rate over iterations. Note that multiple-input receiver is considered in order to benefit from the diversity combining gain to achieve a higher signal to noise ratio (SNR). Furthermore, equalization is optimized jointly with phase synchronization to compensate residual frequency offsets at the equalizer output.

The performance of the proposed solutions are measured over real time-variant underwater acoustic channel in the Atlantic Ocean.

## **Keywords :**

Underwater acoustic communications, digital communications, frequency-domain equalization, adaptive equalization.



---

# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>xvi</b>
<b>Glossaire</b>	<b>xvii</b>
<b>Notations</b>	<b>xix</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Modèle de transmission en acoustique sous-marine</b>	<b>7</b>
1.1 Propriétés du canal acoustique sous-marin . . . . .	7
1.1.1 Pertes de propagation . . . . .	7
1.1.2 Propagation multitrajet . . . . .	8
1.1.3 Variation temporelle . . . . .	8
1.1.4 Effet Doppler . . . . .	9
1.1.5 Bande passante disponible . . . . .	9
1.2 Modèle de transmission . . . . .	11
1.2.1 Hypothèses et simplifications . . . . .	12
1.2.2 Instant optimal d'échantillonnage . . . . .	12
1.3 Bilan . . . . .	13
<b>2 Egalisation fréquentielle linéaire monoporteuse SC-FDE</b>	<b>15</b>
2.1 Introduction . . . . .	15
2.2 Égalisation linéaire temporelle . . . . .	16
2.2.1 Égalisation linéaire . . . . .	16
2.2.2 Adaptation LMS . . . . .	18
2.2.3 Structure par bloc de l'égaliseur linéaire temporel . . . . .	18
2.3 Égalisation fréquentielle linéaire . . . . .	20
2.3.1 La convolution linéaire versus la convolution circulaire . . . . .	21

2.3.2	Égalisation fréquentielle adaptative en bloc basée sur l'insertion du préfixe cyclique . . . . .	21
2.3.2.1	Modèle équivalent du canal . . . . .	22
2.3.2.2	Traitement adaptatif en bloc FD-CP-ALE . . . . .	25
2.3.3	Égalisation fréquentielle adaptative en bloc basée sur la technique overlap-and-save . . . . .	25
2.3.3.1	Overlap-and-save . . . . .	25
2.3.3.2	Traitement adaptatif en bloc FD-OS-ALE . . . . .	27
2.4	Résultats de simulations . . . . .	28
2.5	Complexité calculatoire . . . . .	32
2.6	Bilan intermédiaire . . . . .	33
2.7	Égalisation fréquentielle FD-OS-ALE multivoie et synchronisation conjointes . . . . .	34
2.7.1	Égalisation et synchronisation temporelles conjointes . . . . .	34
2.7.2	Traitement multivoie FD-OS-ALE et synchronisation conjointe . . . . .	36
2.8	Résultats d'essais en mer . . . . .	37
2.8.1	Configuration de l'expérience . . . . .	37
2.8.2	Processus de synchronisation par la méthode des corrélations partielles . . . . .	39
2.8.3	Mesure de performances . . . . .	41
2.9	Conclusion . . . . .	44
<b>3</b>	<b>Égalisation hybride non linéaire</b>	<b>45</b>
3.1	Introduction . . . . .	45
3.2	Rappel sur l'égalisation non-linéaire à retour de décisions . . . . .	46
3.2.1	Égalisation temporelle à retour de décision (DFE) . . . . .	46
3.2.2	Égalisation temporelle prédictive du bruit à retour de décision (PDFE) . . . . .	47
3.2.3	DFE vs. PDFE . . . . .	47
3.3	Égalisation temporelle à retour de décisions par bloc . . . . .	48
3.4	Égalisation hybride adaptative . . . . .	50
3.4.1	Égaliseur DFE hybride adaptatif . . . . .	50
3.4.2	Égaliseur PDFE hybride adaptatif . . . . .	52
3.5	Résultats de simulations . . . . .	54
3.5.1	Simulations sur canaux sélectifs en fréquence et invariants dans le temps . . . . .	54
3.5.2	Simulations sur canaux sélectifs en temps et en fréquence . . . . .	56

3.6	Complexité calculatoire . . . . .	59
3.7	Résultats d'essais en mer . . . . .	60
3.7.1	Scénario de faibles interférences entre symboles . . . . .	60
3.7.2	Scénario de fortes interférences entre symboles . . . . .	62
3.7.3	Influence de la taille de bloc . . . . .	64
3.8	Conclusion . . . . .	67
<b>4</b>	<b>Schéma de transmission SC-FDMA mono-utilisateur pour des transmissions acoustiques sous-marines</b>	<b>69</b>
4.1	Introduction . . . . .	69
4.2	SC-FDMA vs. OFDMA . . . . .	70
4.2.1	OFDMA . . . . .	70
4.2.2	SC-FDMA . . . . .	70
4.3	Allocation des sous-porteuses . . . . .	71
4.4	Expression mathématique du signal SC-FDMA . . . . .	72
4.4.1	Expression mathématique du signal SC-FDMA en mode distribué uniforme . . . . .	74
4.4.2	Expression mathématique du signal SC-FDMA en mode localisé . . . . .	75
4.5	Récepteur SC-FDMA . . . . .	76
4.5.1	Modèle mathématique en canal AWGN : cas du mode distribué uniforme . . . . .	76
4.5.2	Egalisation FDE en canal sélectif en fréquence . . . . .	78
4.6	Système SC-FDMA mono-utilisateur en mode distribué uniforme : Transmission en canal acoustique sous-marin . . . . .	80
4.6.1	Contexte de l'étude . . . . .	80
4.6.2	Simulations sur canaux statiques sélectifs en fréquence . . . . .	82
4.6.3	Influence du Doppler sur les performances : simulation en canal de Rice . . . . .	83
4.6.4	Résultats d'essais en mer . . . . .	85
4.6.4.1	Configuration de l'expérience . . . . .	85
4.6.4.2	Mesure des performances . . . . .	85
4.7	Conclusion . . . . .	89
<b>5</b>	<b>Turbo-égalisation fréquentielle adaptative MMSE : validation expérimentale sur SPACE'08</b>	<b>91</b>
5.1	Introduction . . . . .	91
5.2	Principe de la turbo-égalisation MMSE . . . . .	92
5.2.1	Mapping SISO . . . . .	94



5.2.2	Demapping SISO . . . . .	94
5.3	Annuleur d'interférences fréquentiel itératif SISO . . . . .	94
5.3.1	Réalisation adaptative des filtres de l'égaliseur . . . . .	96
5.3.2	Simulations sur canal sélectif en fréquence . . . . .	96
5.4	Version multivoie de l'égaliseur Turbo-FD-AIC avec synchronisation de phase conjointe . . . . .	98
5.5	Expérience SPACE'08 . . . . .	100
5.5.1	Environnement et position de l'expérience . . . . .	100
5.5.2	Équipements et géométrie . . . . .	100
5.5.2.1	Transmission fixe . . . . .	100
5.5.2.2	Transmission mobile . . . . .	101
5.5.3	Chaîne d'émission . . . . .	101
5.5.4	Chaîne de réception . . . . .	102
5.5.4.1	Démodulation et filtrage . . . . .	102
5.5.4.2	Synchronisation trame . . . . .	102
5.5.4.3	Compensation Doppler . . . . .	104
5.5.4.4	Gestion de gain du signal reçu . . . . .	105
5.5.5	Mesure des performances . . . . .	105
5.5.5.1	Transmission fixe sur 80 m . . . . .	105
5.5.5.2	Transmission fixe sur 200 m . . . . .	106
5.5.5.3	Transmission fixe sur 1000 m . . . . .	107
5.5.5.4	Transmission mobile AUV REMUS . . . . .	111
5.6	Conclusion . . . . .	112
<b>Conclusions et perspectives</b>		<b>113</b>
<b>ANNEXE A : Expression analytique de la probabilité d'erreur binaire par utilisateur SC-FDMA</b>		<b>117</b>
<b>ANNEXE B : Bruit résultant en sortie du démodulateur SC-FDMA</b>		<b>119</b>
<b>Références</b>		<b>125</b>

---

# Glossaire

SC	Single-carrier
OFDM	Orthogonal frequency division multiplex
SC-FDMA	Single-carrier frequency division multiple access
LTE	Long term evolution
UWA	Underwater acoustic
FDE	Frequency-domain equalization
TDE	Time-domain equalization
MLSE	Maximum likelihood sequence estimator
LE	Linear equalizer
DFE	Decision feedback equalizer
PDFE	Predictive-noise decision feedback equalizer
FFF	Feedforward filter
FBF	Feedback filter
MMSE	Minimum mean square error
DA	Data aided mode
DD	Decision directed mode
LMS	Least mean square
RLS	Recursive least square
CSI	Channel state information
CIR	Channel impulse response
AWGN	Additive white Gaussian noise
OS	Overlap-and-save
OA	Overlap-and-add
CP	Cyclic-prefix
DFT	Discrete Fourier Transform
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform



---

# Notations

$M$	Nombre de sous-porteuses par utilisateur/taille du bloc par utilisateur
$N$	Nombre total des sous-porteuses sur toute la bande
$N_u$	Nombre d'utilisateurs
$U$	Facteur de partage de la bande/nombre maximal d'utilisateurs $U = \frac{N}{M}$
$m$	Indice des symboles de modulation sur un bloc de taille $M$
$n$	Indice temporel d'un décalage symbole par symbole
$k$	Indice temporel/fréquentiel d'un décalage bloc par bloc
$v$	Indice fréquentiel sur les sous-porteuses pour un bloc de taille $M$
$q$	Indice fréquentiel sur les sous-porteuses pour un bloc de taille $N$
$u$	Indice d'utilisateur
$\{\alpha_m^u\}$	Éléments binaires de l' $u$ -ième utilisateur
$\{d_m^u\}$	Symboles complexes de modulation de l' $u$ -ième utilisateur
$g(t)$	Filtre de mise en forme à l'émission
$T_u$	Durée du symbole de modulation de l' $u$ -ième utilisateur
$T$	Durée du symbole élémentaire en sortie du modulateur SC-FDMA
$T_{SC-FDMA}$	Durée du symbole SC-FDMA
$f_c$	Fréquence porteuse
$\psi$	Phase de la porteuse
$h(t)$	Réponse impulsionnelle du canal
$L$	Nombre de trajets dans le canal en termes de durées symboles
$\mathbf{x}$	Vecteur dans le domaine temporel
$\mathbf{X}$	Matrice dans le domaine temporel
$\check{\mathbf{x}}$	Vecteur dans le domaine fréquentiel
$\check{\mathbf{X}}$	Matrice dans le domaine fréquentiel
$x_{j,n}^{(u)}$	$n$ -ième échantillon du vecteur $\mathbf{x}$ à l'entrée de l'antenne $j$ pour l'utilisateur $u$
$X$	Paramètre scalaire



---

# Introduction

Les communications acoustiques sous-marines permettent la transmission sans fils de l'information entre la surface et le fond via l'onde acoustique. Alors que les câbles sous-marins qui traversent les mers et les océans constituent le coeur des télécommunications mondiales intercontinentales à de très hauts débits de transmission, notamment le réseau internet, les communications sous-marines non-câblées, bien qu'attractives, restent de nos jours une technologie limitée en termes de débit et de portée de transmission. Néanmoins, lorsque l'emploi de câbles est difficile ou infaisable, les communications acoustiques sous-marines se présentent comme une alternative intéressante. En effet, le lien acoustique sans fils réduit l'infrastructure matérielle nécessaire par rapport aux communications sous-marines câblées, permettant ainsi un déploiement de coût limité. L'onde acoustique n'est pas le seul moyen qui permette une liaison sans fils. On peut citer d'autres supports tels que les ondes électromagnétiques et les ondes optiques. Cependant, l'onde électromagnétique est fortement atténuée en hautes fréquences et présente des contraintes de transmissions en basses fréquences, telles que les tailles d'antennes et la puissance d'émission requise. Quant à l'onde optique, bien qu'elle souffre peu de l'atténuation du milieu en fonction de sa fréquence, elle est fortement affectée par le phénomène de diffusion qui caractérise le canal sous-marin. Dès lors, l'onde acoustique se présente comme le support privilégié des transmissions sous-marines sans fils. Majoritairement dominé par les applications militaires et l'industrie pétrolière marine, le champ d'applications pouvant bénéficier de ce type de communications est assez large. Les premiers systèmes de communications sous-marines ont vu le jour dans les années 1945 pour des transmissions entre des bâtiments à la surface et des sous-marins, développés principalement pour des raisons militaires, dans une période marquée par la seconde guerre mondiale. Les applications sont multiples. On peut citer à titre d'exemples les communications à courtes portées entre plongeurs, les liaisons de télécommandes et télémessures pour les drones sous-marins, les liens de transmissions entre des navires à la surface et des véhicules autonomes sous-marins, les transmissions avec des stations autonomes de mesures déployées sur le fond marin, les plateformes de surface à terre (ce sont des interfaces eau-air permettant, par la mise au point de bouées-relais, d'échanger avec des mobiles sous-marins des informations provenant et/ou à destination de l'extérieur),...etc.

Durant ces dernières années et avec l'avènement des communications numériques,

des avancées importantes ont marqué les communications acoustiques sous-marines en matière de portée et de débit de transmission [1]. Les modems acoustiques sous-marins qui existent sur le marché actuel, peuvent atteindre des débits de l'ordre de quelques dizaines de kilo bits par seconde. Si ces modems peuvent assurer une transmission en temps réel de la voix ou des données de contrôle à distance, ils ne permettent pas encore une transmission fiable de la vidéo. Les débits sont limités principalement par la faible gamme de fréquence considérée (variant de quelques centaines de hertz à quelques dizaines de kilohertz) mais aussi par la conception des transducteurs actuels qui imposent des faibles bandes passantes.

Les performances des techniques prometteuses, appliquées en radiocommunications et en liaisons satellitaires, sont fortement dégradées en communications acoustiques sous-marines. En effet, le canal acoustique sous-marin impose de sévères limitations de par ses propriétés qui diffèrent largement de celles du canal hertzien. Le mouvement des plateformes d'émission et de réception engendre un effet Doppler qui agit sur le signal comme un phénomène de compression/dilatation de la durée symbole associée à un décalage fréquentiel du spectre en entier. Ce phénomène prend de l'ampleur en communications acoustiques sous-marines à cause de la faible célérité de propagation de l'onde acoustique dans l'eau (vitesse du son en mer de l'ordre de 1500 m/s). Contrairement aux systèmes de radiocommunications où la forte célérité de la lumière rend le phénomène de compression/dilatation de la durée symbole presque négligeable, les systèmes de communications acoustiques sous-marines nécessitent des dispositifs de synchronisation avancés afin de compenser, avec assez de précision, la dérive en rythme et en phase [2, 3].

Autre phénomène, la propagation multitrajet provoquée par les réflexions multiples à travers le fond et la surface, engendre de l'interférence entre symboles qui doit être compensée à la réception. Afin de palier ce problème, certains auteurs [4, 5] utilisent les modulations multi-porteuses telles que l'OFDM. Des techniques itératives qui combinent égalisation et codage de canal sont employées [6–10] afin de tenter d'annuler ces interférences. Dans [11], il est proposé un système de traitement d'antennes adaptatif, permettant d'améliorer le rapport SNR (*signal to noise ratio*) à la réception et de réduire le taux d'erreurs binaires. À la différence des radiocommunications où des modèles standards de canaux de propagation sont utilisés pour la validation et la comparaison des performances, les communications acoustiques sous-marines ne disposent pas de tels modèles et sont principalement basées sur l'expérimentation en mer pour la validation des systèmes. Ainsi, les chercheurs dans ce domaine se basent sur des modèles physiques qui ne sont pas adaptés aux communications numériques. Il existe des modèles statistiques sur les fluctuations des trajets multiples en canal acoustique sous-marin [12]. L'auteur dans [13] apporte une modélisation du canal acoustique sous-marin en se basant sur la théorie de l'information ; ce qui peut s'avérer utile pour la validation des modems en limitant le recours coûteux aux essais en mer.

Dans certaines applications, des capteurs sont fixés au fond marin. La durée de vie de leur batterie est un enjeu essentiel. L'utilisation de techniques de traitement du signal réduisant la consommation énergétique est alors fortement souhaitée. Dans

ce contexte-là, et tout au long de cette thèse, nous proposerons des techniques de traitement d'interférences de faible complexité afin de limiter la consommation énergétique du schéma de transmission. L'égalisation dans le domaine fréquentiel est une alternative à l'égalisation temporelle. Bien que les performances en termes de taux d'erreurs binaires soient pratiquement les mêmes, l'égalisation fréquentielle présente l'avantage de réduire la complexité calculatoire [14, 15]. À noter que la réduction de la complexité est d'autant plus importante que l'étalement temporel du canal augmente. Pour les transmissions dites à haut débit, le canal acoustique sous-marin est justement caractérisée par un étalement temporel de l'ordre d'une vingtaine jusqu'à 100 durées symboles ce qui constitue un canal assez long qui nécessite des égaliseurs de taille supérieure à cette longueur.

Ce mémoire de thèse comporte cinq chapitres organisés comme suit.

**Dans le chapitre 1**, nous présentons le modèle de transmission acoustique sous-marine et définissons les principales caractéristiques du canal acoustique sous-marin. Nous décrivons ainsi les contraintes de transmission imposées sur les signaux transmis dans ce type de canal. Ce chapitre constitue une introduction aux communications acoustiques sous-marines. Le principal objectif est de modéliser les phénomènes subis durant la transmission. Ceci nous permet d'introduire et de justifier les techniques et hypothèses que nous avons retenues dans cette thèse.

**Dans le chapitre 2**, nous nous intéressons à l'égalisation linéaire fréquentielle où nous montrons le gain en termes de complexité qu'apporte cette technique par rapport à l'égalisation linéaire temporelle. Nous présentons puis comparons deux techniques d'implémentation de l'égaliseur linéaire dans le domaine fréquentiel, à savoir : l'égalisation fréquentielle basée sur l'insertion de préfixes cycliques à l'émission et l'égalisation fréquentielle utilisant la technique de chevauchement (overlapping) à la réception. Nous montrons l'intérêt de l'une ou l'autre en termes de complexité, de taux d'erreur binaires et d'efficacité spectrale. Le suivi de variation temporelle dans le canal acoustique sous-marin est assuré par un traitement adaptatif par bloc piloté par décision. Néanmoins, la transmission est initiée par une période d'apprentissage afin de permettre la convergence de l'égaliseur. Nous proposons un égaliseur linéaire fréquentiel multivoie et adaptatif par bloc utilisant la technique overlap and save (OS) dans un contexte de transmission acoustique sous-marine. Le choix de la technique OS sert à éviter les pertes en efficacité spectrale dues à la transmission de préfixes cycliques. Le rapport SNR fluctue à la réception et la puissance du signal est fortement atténuée par le canal acoustique sous-marin ; ce qui risque de dégrader les performances. Le recours au récepteur à hydrophones multiples nous permet d'améliorer le SNR équivalent en sortie de l'égaliseur. Des boucles à verrouillage de phase sont optimisées conjointement avec cet égaliseur multivoie afin d'estimer et de compenser les dérives résiduelles en phase, causées par l'effet Doppler sur les voies multiples. Cette structure est validée expérimentalement sur des signaux réels issus d'essais de transmissions effectués dans l'Océan Atlantique par le groupe d'études sous-marines de l'Atlantique GESMA. Avant de procéder à l'égalisation, il



est primordial d'appliquer des techniques de synchronisation en rythme et en phase afin de compenser la compression/dilatation de la durée symbole ainsi que le décalage fréquentiel, provoqués par l'effet Doppler.

Ce travail a fait l'objet d'une publication<sup>1</sup> en conférence internationale.

**Dans le chapitre 3**, et dans la continuité du travail réalisé au chapitre 2, nous utilisons des égaliseurs non-linéaires de type DFE et PDFE, réputés être plus performants que les égaliseurs linéaires en termes de taux d'erreurs binaires. Ainsi, nous introduisons l'implémentation hybride des égaliseurs DFE et PDFE où le filtre avant est implémenté dans le domaine fréquentiel bloc par bloc tandis que le filtre de retour est implémenté dans le domaine temporel symbole par symbole. De même qu'au chapitre 2, le traitement adaptatif par bloc piloté par décision est appliqué pour la poursuite du canal. La partie implémentée dans le domaine fréquentiel est réalisée en utilisant la technique overlap and save. En DFE, lorsque le SNR est relativement faible, beaucoup de décisions sont erronées et leur retour, à travers le filtre arrière, déclenche un phénomène de propagation d'erreur qui dégrade les performances. Nous proposons, dans un premier temps, un égaliseur PDFE hybride adaptatif par bloc où les filtres avant et arrière sont optimisés séparément par la définition de deux erreurs quadratiques moyennes. L'objectif étant de réduire le phénomène de propagation d'erreur lorsque le SNR est faible. Dans un deuxième temps, nous proposons un égaliseur DFE multivoie hybride et adaptatif par bloc optimisé conjointement avec des boucles à verrouillage de phase pour des transmissions acoustiques sous-marines. Pour les essais en mer, le choix de l'égaliseur DFE par rapport au PDFE est fait sur la base de la moindre complexité du DFE. Le risque de propagation d'erreur en DFE, pour des faibles valeurs de SNR, est limité par l'utilisation d'hydrophones multiples afin de bénéficier de la diversité spatiale et d'améliorer le SNR en sortie de l'égaliseur. De plus, un codage convolutif est utilisé pour la correction des erreurs de transmission. Cette structure est validée expérimentalement sur des signaux réels issus d'essais de transmissions effectués dans l'Océan Atlantique par le GESMA. Les travaux réalisés dans ce chapitre ont fait l'objet d'une publication en conférence internationale<sup>2</sup>, d'une publication en conférence nationale<sup>3</sup> et d'une soumission en revue internationale<sup>4</sup>.

**Dans le chapitre 4**, nous proposons un schéma de transmission SC-FDMA (*single-carrier frequency-division multiple access*) mono-utilisateur avec une allocation des sous-porteuses en mode distribué uniforme. Pour cet utilisateur unique,

---

1. A. Youcef, C. Laot and K. Amis, "Adaptive frequency-domain equalization for underwater acoustic communications". IEEE Oceans 2011, 06-09 June 2011, Santander, Spain, 2011.

2. A. Youcef, C. Laot and K. Amis, "Multiple Input Hybrid Frequency-Time Domain Adaptive Decision Feedback Equalization for Underwater Acoustic Communications", 11th European Conference on Underwater Acoustics (ECUA), Edinburgh, Scotland, July 2012

3. A. Youcef, C. Laot and K. Amis, "Version adaptative d'un égaliseur DFE hybride en bloc utilisant la technique Overlap and Save ", in Aces 24e colloque GRETSI sur le Traitement du Signal et des Images, Brest, France , Septembre 2013.

4. A. Youcef, C. Laot and K. Amis, "Block-Adaptive Hybrid Predictive-Noise Decision Feedback Equalization ", submitted to IEEE Comm. Letters, July, 2013.

les symboles d'informations sont attribués à  $M$  sous-porteuses dans le domaine fréquentiel parmi un ensemble total de  $N$  sous-porteuses d'une manière uniformément distribuée (avec  $M < N$ ). Les sous-porteuses non occupées sont considérées comme des intervalles de garde fréquentiels. L'objectif est de prévenir le signal reçu d'éventuels décalages fréquentiels provoqués par l'effet Doppler. Les performances sont comparées au cas d'une transmission SC-FDE (*single-carrier frequency-domain equalizer*) où l'utilisateur occupe toute la bande passante (les  $N$  sous-porteuses sont occupées). Dans les deux cas, l'égalisation fréquentielle est utilisée à la réception (étant adaptée avec la structure fréquentielle du schéma SC-FDMA). L'égaliseur utilisé est un égaliseur linéaire fréquentiel basé sur l'insertion de préfixe cyclique et adaptatif par bloc. La métrique de base, pour la mesure des performances, est le taux d'erreurs binaires. Le schéma proposé est validé par des simulations en canaux statiques sélectifs en fréquence et en canaux variant dans le temps ainsi que par le traitement des signaux réels issus d'une expérience effectuée par notre équipe ASM (acoustique sous-marine) dans la rade de Brest.

Ce travail a fait l'objet d'une publication en conférence internationale<sup>5</sup>.

**Dans le chapitre 5**, nous proposons un annuleur d'interférences itératif implémenté entièrement dans le domaine fréquentiel et adaptatif par bloc. Ensuite, nous proposons une version multivoie de ce turbo-égaliseur fréquentiel optimisée conjointement avec la synchronisation de phase. Cette structure est validée expérimentalement par des essais de transmissions sous-marines sur des signaux réels issus de l'expérience *SPACE'08* (*surface processes and acoustic communications experiment*) suite à un séjour de mobilité que j'ai effectué aux USA à l'université de MISSOURI (*Missouri university of science and technology*) au département *electrical and computer engineering* sous la supervision de Dr. Yahong Rosa Zheng. Durant ce séjour, nous avons réalisé une chaîne de réception complète, employant la structure d'égalisation proposée dans ce chapitre. Cette structure est précédée d'un ensemble de techniques de synchronisation nécessaires au bon fonctionnement de l'égalisation. Ceci nous a permis de valider la structure proposée mais aussi d'acquérir un solide savoir-faire en traitement des fichiers réels et en conception de récepteurs numériques.

Les travaux présentés dans ce chapitre feront l'objet de la rédaction d'un article qui sera soumis ultérieurement à publication.

---

5. A. Youcef, C. Laot and K. Amis, "Single Carrier Frequency Division Multiple Access for Underwater Acoustic Communications", 1st International Conference and Exhibition on Underwater Acoustics, Island of Corfu, Greece, June 2013.



---

# Modèle de transmission en acoustique sous-marine

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle des transmissions acoustiques sous-marines et définissons les principales caractéristiques du canal acoustique sous-marin. Nous décrivons ainsi les contraintes de transmission imposées sur les signaux transmis dans ce type de canal.

Ce chapitre constitue une introduction aux communications acoustiques sous-marines. Le principal objectif est de modéliser les phénomènes subis durant la transmission. Ceci nous permet d'introduire et de justifier les techniques et hypothèses que nous avons retenues.

## 1.1 Propriétés du canal acoustique sous-marin

Les transmissions sans fils en milieu sous-marin sont habituellement effectuées par le biais de l'onde acoustique. En effet, la propagation via les ondes électromagnétiques, radio ou optiques est sujette à une très forte atténuation (la distance de transmission est de l'ordre de quelques mètres). Les caractéristiques du canal acoustique sous-marin sont donc des éléments importants à comprendre afin de les prendre en considération lors de la conception du schéma de transmission. Nous utilisons l'acronyme UWA (*underwater acoustic*) pour désigner le canal acoustique sous-marin.

Le signal transmis en canal UWA subit un certain nombre de phénomènes que nous allons définir dans la suite.

### 1.1.1 Pertes de propagation

La propagation du signal acoustique dans un environnement sous-marin est caractérisée par une dispersion énergétique qui atténue son niveau de puissance en fonction de la distance parcourue. Cette atténuation est aussi fonction de la fréquence. En effet, lorsque la fréquence porteuse de l'information transmise augmente, le signal subit un

phénomène d'absorption sonore [12]. Dès lors, la bande passante du système se voit limitée par la distance de transmission et par la fréquence porteuse [16].

### 1.1.2 Propagation multitrajet

La propagation multitrajet causée par les réflexions sur le fond et la surface provoque une dispersion temporelle du signal ce qui engendre des interférences entre les symboles transmis ISI (*intersymbol interference*). Le canal UWA est caractérisé par un étalement temporel assez large et une forte sélectivité fréquentielle. À titre d'exemple, pour des transmissions dites à haut débit, soit plusieurs dizaines de kilobits par seconde, l'étalement temporel est de l'ordre de plusieurs dizaines de durées symboles ; ce qui nécessite des égaliseurs de taille importante.

### 1.1.3 Variation temporelle

On se place dans un contexte de transmission en environnement sous-marin petit fond [17]. Cela veut dire que la hauteur de l'émetteur et du récepteur par rapport à la surface est largement inférieure à la distance de transmission qui les sépare ( $H/D \ll 1$ ). Cette configuration est illustrée sur la figure 1.1.

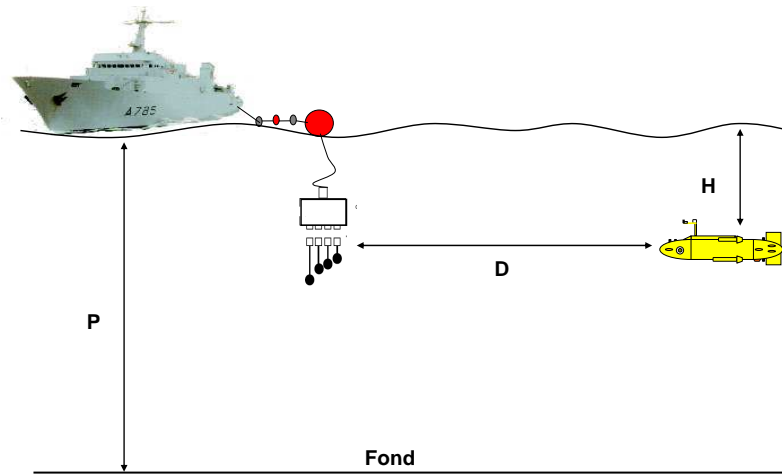


Figure 1.1 — Transmission en environnement sous-marin petit fond

On distingue les trajets multiples déterministes appelés *macro-multipath* et les fluctuations aléatoires du signal appelées *micro-multipath*. Plusieurs modèles statistiques sur le canal acoustique sous-marin sont présentés dans [12, 13, 18]. Les mouvements des vagues, responsables de la diffusion du signal réfléchi à la surface, sont la principale

source de la variation temporelle du canal. Cette variation dégrade le signal à la réception et peut limiter sévèrement les performances du système de transmission acoustique sous-marine [19].

#### 1.1.4 Effet Doppler

Lorsque l'émetteur et/ou le récepteur sont en mouvement avec une vitesse relative  $v$ , le signal subit un effet Doppler non négligeable du fait de la faible vitesse de propagation de l'onde acoustique (vitesse du son de l'ordre de  $c = 1500$  m/s). En radiocommunications, la vitesse de propagation est très élevée (vitesse de la lumière  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s) résultant en un décalage fréquentiel du spectre en entier ce qui peut facilement être compensé à la réception [20].

En communications acoustiques sous-marines, en plus du décalage fréquentiel du spectre, l'effet Doppler agit sur le signal comme un phénomène de compression/dilatation temporelle de la durée symbole  $T$  [2]. Lorsque le terme  $v/c$  est positif, la durée symbole est dilatée. S'il est négatif,  $T$  est compressée. De plus, l'état du canal en termes de variabilité de l'environnement peut créer une mobilité supplémentaire qui renforce davantage l'effet Doppler. Cet effet doit impérativement être compensé à la réception par des techniques de synchronisation avant de procéder à la compensation d'interférences et à la récupération de l'information transmise [21].

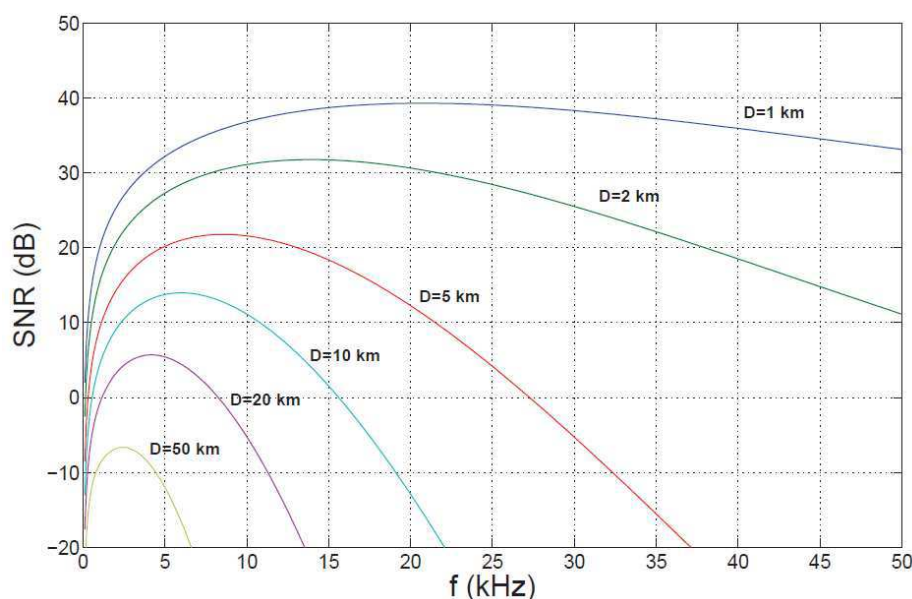
#### 1.1.5 Bande passante disponible

Les propriétés et phénomènes que nous avons définis ci-dessus posent de sévères contraintes sur la définition de la bande passante disponible. La perte de propagation, relative à la distance de transmission  $D$  et à la fréquence porteuse, est le principal facteur qui détermine la bande passante disponible. Le rapport signal sur bruit à l'entrée du récepteur dépend de la distance parcourue et de la fréquence comme le décrit l'équation suivante [13] :

$$SNR(D, f) = SL + DI(f) - \underbrace{10m \log(D)}_{\text{divergence}} - \underbrace{\alpha(f) D 10^{-3}}_{\text{absorption}} - \underbrace{50 + 18 \log(f)}_{\text{bruit}} \quad (1.1)$$

où  $SL$  (*sound level*) est la puissance du signal transmis,  $DI(f)$  est le gain d'antenne qui est fonction de la fréquence et de la longueur de l'antenne,  $m$  est le facteur de dispersion spatiale dépendant de la géométrie de cette dispersion et  $\alpha(f)$  est le coefficient d'absorption sonore.

La figure 1.2 illustre le rapport signal sur bruit du canal acoustique sous-marine en fonction de la fréquence et de la distance. Cette figure montre que la bande passante disponible diminue en fonction de la distance de transmission et que le SNR se dégrade lorsque la fréquence augmente. La bande passante est donc du même ordre de grandeur que la fréquence porteuse ce qui place les communications acoustiques



**Figure 1.2** — Rapport signal sur bruit SNR du canal acoustique sous-marin en fonction de la fréquence et la distance [13] :  $m = 1.5$ ,  $DI = 0$  dB

sous-marines parmi les techniques de transmission large bande.

La bande passante disponible est aussi limitée par une contrainte physique liée à la conception des émetteurs acoustiques, appelés transducteurs. En effet, ces systèmes de transmissions sont très fortement résonants autour de la fréquence nominale ce qui n'autorise que des faibles bandes passantes [22].

On dénombre d'autres propriétés du canal UWA qui influent les systèmes de communications en canal UWA telles que :

- Variation spatiale : elle résulte du comportement du canal UWA en tant que guide d'onde ce qui provoque la formation de zones d'ombre [19].
- Bruit acoustique : le bruit provient de plusieurs sources telles que le trafic maritime, les vagues, les mammifères marins, les chantiers pétroliers,...etc, à des fréquences utilisées en systèmes de communications UWA [12]. Le bruit est donc aussi un élément important pour la détermination de la bande passante disponible [13].
- Phénomène de réverbération : Il existe des signaux rétrodiffusés par des diffuseurs présents dans le milieu de propagation sous-marin et provenant de sources inconnues. Le mélange de ces signaux peut se superposer au signal utile et risque

de le masquer [22].

## 1.2 Modèle de transmission

Soit  $s(t)$  le signal en sortie de l'émetteur mono-porteuse, décrit par l'équation suivante :

$$s(t) = \Re\left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n g_E(t - nT) e^{i2\pi f_c t} \right\}, \quad (1.2)$$

avec

- $f_c$  : fréquence porteuse,
- $T$  : durée symbole,
- $\{d_n\}$  : symboles complexes de modulation indépendants et identiquement distribués (i.i.d), centrés et de variance  $\sigma_d^2$ ,
- $g_E(t)$  : filtre d'émission de mise en forme.

La transmission du signal  $s(t)$  en canal acoustique sous-marin subit une propagation multitrajet causée principalement par des réflexions sur la surface et le fond de la mer. Le canal acoustique sous-marin peut être modélisé par une réponse impulsionnelle qui varie dans le temps et ayant  $L$  trajets de propagation,

$$a(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t)). \quad (1.3)$$

Chaque trajet  $l$  est caractérisé par une atténuation  $a_l(t)$  et un retard de propagation  $\tau_l(t)$  qui varient dans le temps. Le signal reçu et ramené en bande de base  $r(t)$  est décrit par l'équation suivante :

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_l(t) d_{n-l} g \left( \left(1 - \frac{v_l(t)}{c}\right)t - nT - \tau_l(t) \right) \right\} e^{-i2\pi \Delta f_l(t)t} + w(t) \quad (1.4)$$

où  $g(t)$  est le filtre équivalent qui inclut le filtre d'émission  $g_E(t)$ , le transducteur  $g_T(t)$ , l'hydrophone  $g_H(t)$  et le filtre de réception  $g_R(t)$ ,

$$g = g_E * g_T * g_H * g_R \quad (1.5)$$

$\Delta f_l(t)$  et  $v_l(t)$  sont respectivement le décalage fréquentiel et la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur, associés au  $l$ -ième trajet et dus à l'effet Doppler. La relation suivante permet de décrire le décalage Doppler sur chaque trajet en fonction de  $v_l(t)$  :

$$\Delta f_l(t) = f_c \frac{v_l(t)}{c} \cos(\phi_l) \quad (1.6)$$

où  $\phi_l$  est l'angle d'incidence de l'onde du  $l$ -ième trajet sur le récepteur.



### 1.2.1 Hypothèses et simplifications

1. Dans un contexte de transmission petit fond où la relation  $H/D \ll 1$  est vérifiée (voir figure 1.1), on suppose que les angles de départ et d'arrivée (du transducteur, du récepteur et des points de réflexions fond/surface) sont quasiment les mêmes de telle sorte que les vitesses relatives, les angles d'incidence et les décalages Doppler sur les différents trajets sont quasi identiques. On note  $v(t)$ ,  $\Delta f(t)$  et  $\phi$  respectivement la vitesse relative, le décalage Doppler et l'angle d'incidence sur le récepteur quelque soit le trajet de propagation.
2. On considère que la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur, les retards de propagation ainsi que les décalages Doppler sont constants sur la durée de la transmission.
3. Afin d'illustrer la nécessité du ré-échantillonnage sur le signal reçu, nous supposons que le trajet principal, supposé d'indice  $l = l_0$ , est prédominant. Cependant, il subsiste de l'interférences entre symboles causée par d'autres trajets de propagations.
4. Le processus de synchronisation sera réalisé sur le trajet principal.

En considérant les hypothèses ci-dessus, (1.4) peut être décomposé en deux termes. Un premier terme qui représente le trajet principal de la réponse impulsionnelle du canal, supposé d'indice  $l = l_0$ . Le second terme noté  $I(t)$  représente l'interférence entre symboles engendrée par les réflexions multiples. L'expression du signal reçu dans (1.4) devient donc :

$$r(t) = \underbrace{e^{-i2\pi f_c v/ct}}_{\text{décalage fréquentiel}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{l_0}(t) d_{n-l_0} \underbrace{g\left(\left(1 - \frac{v}{c}\right)t - nT - \tau_{l_0}\right)}_{\text{compression/dilatation}} + \underbrace{I(t)}_{\text{ISI}} + w(t) \quad (1.7)$$

avec

$$I(t) = e^{-i2\pi f_c v/ct} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l_0}}^{L-1} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_l(t) d_{n-l} g\left(\left(1 - \frac{v}{c}\right)t - nT - \tau_l\right) \right\} \quad (1.8)$$

Selon l'équation (1.7), l'effet Doppler agit sur le signal émis comme un phénomène de compression/dilatation temporelle de la durée symbole. De plus, le signal émis subit un décalage fréquentiel de son spectre. D'autre part, les interférences entre symboles ISI se superposent au signal utile. Afin d'éliminer l'ISI, l'égalisation du canal est nécessaire. Mais avant tout traitement d'égalisation, il est primordial de compenser le décalage en fréquence et de ré-échantillonner le signal reçu. Le choix de l'instant optimal d'échantillonnage est donc déterminant pour le bon fonctionnement de l'égalisation.

### 1.2.2 Instant optimal d'échantillonnage

Comme nous l'avons mentionné dans les hypothèses ci-dessus, nous considérons la synchronisation sur le trajet principal. Soit  $\tilde{t}[k]$  l'instant optimal d'échantillonnage

permettant de compenser la compression/dilatation du canal :

$$r(\tilde{t}[k]) = e^{-i2\pi f_c v / c \tilde{t}[k]} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{l_0}(\tilde{t}[k]) d_{n-l_0} g\left(\left(1 - \frac{v}{c}\right)\tilde{t}[k] - nT - \tau_{l_0}\right) + I(\tilde{t}[k]) + w(\tilde{t}[k]) \quad (1.9)$$

En prenant [21],

$$\tilde{t}[k] = \frac{1}{1 - v/c} (kT + \tau_{l_0}) \quad (1.10)$$

L'équation (1.9) devient :

$$r(\tilde{t}[k]) = e^{-i2\pi f_c v / c \tilde{t}[k]} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{l_0}(\tilde{t}[k]) d_{n-l_0} g((k - n)T) + I(\tilde{t}[k]) + w(\tilde{t}[k]) \quad (1.11)$$

L'estimation du terme  $v/c$  permet de compenser le décalage fréquentiel et de réaliser la synchronisation rythme tel que indiqué dans (1.11). Lorsque l'hypothèse 2 n'est plus vérifiée, c'est-à-dire que  $v$ ,  $\tau_{l_0}$  et par conséquent le décalage Doppler varient durant la transmission, il est essentiel d'appliquer un algorithme de poursuite de l'instant optimal d'échantillonnage [21].

Outre la synchronisation en rythme et en phase, l'égalisation du canal est nécessaire afin de supprimer l'ISI. Le canal UWA est aussi variant dans le temps et requiert par conséquent une poursuite de sa variation. L'égalisation adaptative pilotée par décision a été envisagée afin de compenser l'ISI et de suivre la variation temporelle du canal. Par défaut, les techniques d'égalisation étudiées dans cette thèse s'appliquent sur le modèle décrit par (1.11).

## 1.3 Bilan

Dans ce chapitre, nous avons défini les principales caractéristiques du canal acoustique sous-marin. Nous avons décrit le modèle de transmission afin de montrer l'influence des propriétés du canal UWA sur le signal transmis. La propagation multitrajet engendre de l'interférence entre symbole qui doit être compensée à la réception. Ceci fait l'objet des chapitres 2 et 3 qui proposent des techniques d'égalisation fréquentielle optimisées conjointement avec la synchronisation de phase. Il est primordial avant de commencer tout traitement d'égalisation d'appliquer des techniques de synchronisation en rythme et en phase afin de compenser et de suivre la dérive en phase engendrée par l'effet Doppler. Le problème de l'atténuation en puissance qui caractérise le canal UWA peut être résolu par l'utilisation d'hydrophones multiples en réception dans l'objectif d'exploiter la diversité spatiale et d'améliorer le SNR équivalent en sortie du récepteur. Le canal UWA est caractérisé par une variation temporelle qui peut être suivie par des techniques d'égalisation adaptative. Des solutions aux problématiques mentionnées dans ce chapitre sont proposées dans les prochains chapitres. Toutes les techniques retenues dans le cadre de cette thèse ont fait l'objet de validations expérimentales lors des essais de transmissions réelles en mer dans l'océan Atlantique.



---

# Egalisation fréquentielle linéaire monoporteuse SC-FDE

## 2.1 Introduction

Les observatoires et robots autonomes sous-marins peuvent communiquer avec la surface par un lien acoustique. Ces systèmes souffrent de la propagation multitrajet et de l'étalement Doppler du canal acoustique sous-marin. Pour assurer une transmission sans coupure, cette liaison doit être fiable et robuste. Des techniques telles que l'OFDM et les transmissions mono-porteuses avec égalisation à la réception sont généralement utilisées pour compenser la sélectivité en fréquence du canal. Dans certaines applications, des capteurs sont fixés au fond marin et la durée de vie de leur batterie est un enjeu essentiel. L'utilisation de techniques de traitement du signal réduisant la consommation énergétique est alors fortement souhaitée. L'égalisation dans le domaine fréquentiel est une alternative à l'égalisation temporelle. Bien que les performances en termes de taux d'erreurs binaires soient pratiquement les mêmes, l'égalisation fréquentielle présente l'avantage de réduire la complexité calculatoire [14, 23]. Cette réduction en complexité permet de réduire la consommation énergétique du récepteur, laquelle est d'autant plus importante que l'étalement temporel du canal augmente.

S'inscrivant dans ce contexte, ce chapitre traite de l'égalisation fréquentielle linéaire présentée comme une alternative à l'égalisation temporelle linéaire pour les transmissions mono-porteuse et référencée dans la suite par l'acronyme SC-FDE (*single-carrier frequency-domain equalization*). L'accent est mis sur l'égalisation et l'adaptation bloc par bloc en considérant deux approches d'implémentation de l'égaliseur linéaire dans le domaine fréquentiel. L'une est basée sur l'insertion de préfixes cycliques et l'autre est basée sur l'utilisation des techniques de chevauchements de données à la réception. Les deux approches sont comparées à travers des simulations sur canaux sélectifs en fréquence et invariants dans le temps et à travers des essais de transmissions en mer dans l'océan Atlantique.

## 2.2 Égalisation linéaire temporelle

Soit  $s(t)$  le signal transmis à travers un canal multitrajet et dont l'expression est donnée par l'équation (2.1) :

$$s(t) = \Re\left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n g_E(t - nT) e^{j(2\pi f_c t)} \right\} \quad (2.1)$$

où :

- $f_c$  : fréquence porteuse
- $T$  : durée symbole
- $\{d_n\}$  : symboles complexes de modulation indépendants et identiquement distribués (i.i.d), centrés, de variance  $\sigma_d^2$
- $g_E(t)$  : filtre de mise en forme

Le signal reçu à l'entrée du récepteur est le résultat d'une combinaison destructive et/ou constructive des répliques multitrajet du signal émis. Après démodulation et synchronisation en rythme et phase, le signal discret peut être modélisé par l'équation suivante :

$$r_n = h_{l_0}(n) d_{n-l_0} + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l_0}}^{L-1} h_l(n) d_{n-l} + w_n \quad (2.2)$$

où  $w_n$  est un échantillon de bruit blanc additif gaussien de variance  $\sigma_w^2$ ,  $\{h_l(n)\}$  avec  $(l = 0, \dots, L-1)$  sont les  $L$  coefficients du canal multitrajet discret équivalent et  $l_0$  est l'indice du trajet principal.

Le canal discret équivalent est sélectif en fréquence et présente de l'interférence entre symboles ISI (*inter-symbol interference*). L'égalisation du canal est donc nécessaire pour éliminer l'ISI et récupérer la séquence émise. Il existe plusieurs familles d'égalisation ainsi que plusieurs critères d'optimisation de ces derniers [24]. Parmi ces familles, on peut citer l'égalisation linéaire que nous allons présenter dans la suite.

### 2.2.1 Égalisation linéaire

L'égaliseur transverse linéaire est présenté sur la figure 2.1 où  $\mathbf{r}_n$  est la séquence d'entrée et  $\mathbf{c}_n$  est le vecteur de coefficients de l'égaliseur de taille  $N_{FF}$  à l'instant  $nT$ .

$$\mathbf{r}_n = [r_n, r_{n-1}, \dots, r_{n-N_{FF}+1}]^T \quad (2.3)$$

et

$$\mathbf{c}_n = [c_0(n), \dots, c_{N_{FF}-1}(n)]^T \quad (2.4)$$

où l'exposant  $T$  représente l'opération de transposition d'un vecteur. La  $n$ -ième sortie de l'égaliseur est notée  $y_n$  et est donnée par l'équation 2.5. La fonction de décision est

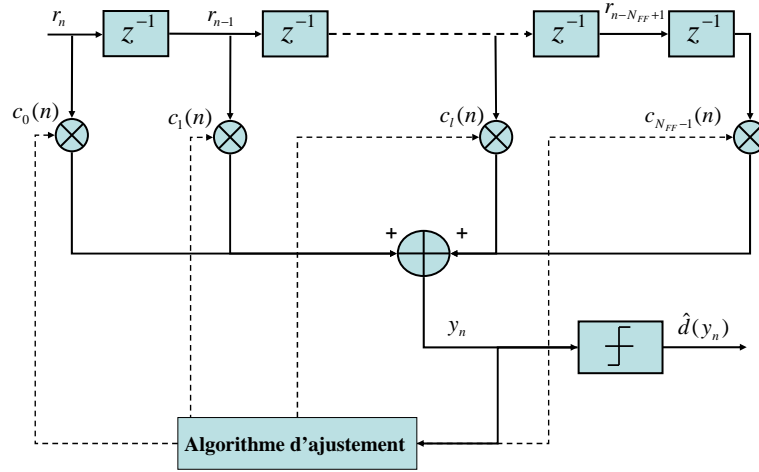


Figure 2.1 — Egaliseur transverse linéaire

appliquée sur  $y_n$  pour fournir  $\hat{d}(y_n)$ , l'estimation du symbole émis  $d_n$ .

$$y_n = \sum_{l=0}^{N_{FF}-1} c_l(n) r_{n-l} = \mathbf{c}_n^T \mathbf{r}_n \quad (2.5)$$

Dans le cas idéal, les décisions  $\{\hat{d}(y_n)\}$  sont identiques à  $\{d_n\}$ . Cependant, des erreurs de transmission peuvent se produire. Une optimisation des coefficients de l'égaliseur qui minimise au mieux la probabilité d'apparition de ces erreurs est fortement souhaitée. Plusieurs critères d'optimisation des coefficients de l'égaliseur ont été proposés dans la littérature. Un des critères les plus utilisés est celui de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne MMSE (minimum mean square error). L'erreur est définie en sortie de l'égaliseur comme suit :

$$e_n = y_n - d_n \quad (2.6)$$

La fonction de coût du critère MMSE s'exprime comme suit :

$$J = E \{|e_n|^2\} \quad (2.7)$$

Basé sur la minimisation de la fonction de coût  $J$ , l'algorithme d'ajustement des coefficients de l'égaliseur nécessite la connaissance du canal de transmission. Une estimation du canal est donc nécessaire et est généralement effectuée grâce à la transmission de pilotes connues à la réception. Dans les systèmes de communications réels, le canal varie dans le temps ce qui exige une transmission périodique des pilotes. Lorsque l'estimation du canal n'est pas possible ou que l'on souhaite préserver le débit utile, l'égalisation adaptative, pilotée par décision, est une solution alternative qui réduit les

pertes en efficacité spectrale dues à la transmission périodique des pilotes et permet de suivre la variation temporelle du canal. Cependant, selon l'algorithme adaptatif considéré, il est possible qu'il soit nécessaire de transmettre un préambule au début de la transmission afin de permettre la convergence de l'égaliseur. Dans ce chapitre, nous avons choisi d'utiliser l'algorithme du gradient stochastique LMS (*least mean square*) en raison de sa faible complexité calculatoire par rapport à d'autres algorithmes adaptatifs tels que RLS (*recursive least square*) [25] ou des méthodes adaptatives aveugles qui ne nécessitent aucune séquence d'apprentissage [26].

### 2.2.2 Adaptation LMS

Dans les algorithmes adaptatifs, on distingue deux phases successives : la phase d'apprentissage et la phase de poursuite. La phase d'apprentissage utilise les données pilotes connus au récepteur et permet à l'égaliseur de converger. Dans la phase de poursuite, les décisions sur les symboles en sortie de l'égaliseur sont utilisées pour actualiser les coefficients de l'égaliseur et l'adapter à l'évolution temporelle du canal. L'erreur est définie de deux façons selon le mode de fonctionnement.

$$e_n = \begin{cases} y_n - d_n & (\text{mode d'apprentissage}) \\ y_n - \hat{d}\{y_n\} & (\text{mode de poursuite}) \end{cases} \quad (2.8)$$

On cherche le vecteur de coefficients de l'égaliseur  $\mathbf{c}_{opt}$  qui minimise la fonction de coût définie dans l'équation (2.7). En appliquant l'algorithme du gradient stochastique, cela revient à minimiser l'erreur instantanée  $J = |e_n|^2$  [25].

$$\nabla_{\mathbf{c}=\mathbf{c}_{opt}} [|e_n|^2] = 0 \quad (2.9)$$

Les coefficients de l'égaliseur sont actualisés de manière itérative :

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n + (\mu/2) \nabla_{\mathbf{c}} [|e_n|^2] |_{\mathbf{c}=\mathbf{c}_{opt}} \quad (2.10)$$

Après calculs, nous obtenons l'équation suivante d'actualisation des coefficients de l'égaliseur :

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n + \mu \mathbf{r}_n^* e_n \quad (2.11)$$

où  $\mu$  est le pas d'adaptation. L'actualisation se fait symbole par symbole.

### 2.2.3 Structure par bloc de l'égaliseur linéaire temporel

Les coefficients de l'égaliseur peuvent être mis à jour toutes les  $N$  durées symboles si le canal varie peu durant ces  $N$  durées symboles. En d'autres termes, l'actualisation peut se faire bloc par bloc tel que chaque bloc contient  $N$  symboles entrants. Les performances seront toujours identiques à celles de l'égaliseur décrit par l'équation 2.11, à condition que l'hypothèse de la stationnarité du canal durant un bloc de symboles soit vérifiée.

Les  $N$  symboles entrants sont collectés et accumulés dans une matrice de type Toeplitz de dimension  $(N \times N_{FF})$  et définie comme suit :

$$\mathbf{R}(k) = \begin{pmatrix} r_{kN} & r_{kN-1} & \cdots & r_{kN-N_{FF}+1} \\ r_{kN+1} & \cdots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \vdots & & & r_{kN} \\ \vdots & & & \vdots \\ r_{kN+N-1} & \cdots & \cdots & r_{kN+N-N_{FF}} \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

où  $k$  est l'indice de bloc.

Chaque ligne de la matrice  $\mathbf{R}(k)$  contient  $N_{FF}$  éléments et représente le vecteur d'entrée de l'égaliseur associé à chaque symbole incident. La formation de  $\mathbf{R}(k)$  ne peut se faire qu'après réception de  $N$  symboles successifs. La première colonne de la matrice  $\mathbf{R}(k)$  définit le  $k$ -ième bloc d'entrée noté  $\mathbf{r}(k)$  contenant  $N$  symboles.

$$\mathbf{r}(k) = [r_{kN}, r_{kN+1}, \dots, r_{kN+N-1}]^T \quad (2.13)$$

Les  $N$  symboles de  $\mathbf{r}(k)$  sont égalisés simultanément. Le bloc de sortie de l'égaliseur  $\mathbf{y}(k)$  est donc donné par l'équation suivante :

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{R}(k)\mathbf{c}(k) \quad (2.14)$$

où  $\mathbf{c}(k)$  est le vecteur des coefficients de l'égaliseur à l'itération bloc  $k$  :

$$\mathbf{c}(k) = [c_0(k), \dots, c_{N_{FF}-1}(k)]^T \quad (2.15)$$

et  $\mathbf{y}(k)$  le bloc de sortie de l'égaliseur de longueur  $N$  :

$$\mathbf{y}(k) = [y_{kN}, y_{kN+1}, \dots, y_{kN+N-1}]^T. \quad (2.16)$$

Pour obtenir l'équation d'actualisation des coefficients de l'égaliseur par bloc, reprenons l'équation (2.11) où l'actualisation se fait symbole par symbole. À la première itération  $n$ ,

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n + \mu \mathbf{r}_n^* e_n \quad (2.17)$$

À l'itération suivante  $(n+1)$ ,

$$\mathbf{c}_{n+2} = \mathbf{c}_{n+1} + \mu \mathbf{r}_{n+1}^* e_{n+1} \quad (2.18)$$

À l'itération  $(n+p)$ ,

$$\mathbf{c}_{n+p+1} = \mathbf{c}_{n+p} + \mu \mathbf{r}_{n+p}^* e_{n+p} \quad (2.19)$$

Enfin, à l'itération  $(n+N)$ ,

$$\mathbf{c}_{n+N} = \mathbf{c}_{n+N-1} + \mu \mathbf{r}_{n+N-1}^* e_{n+N-1} \quad (2.20)$$



L'accumulation des equations (2.17) à (2.20) nous fournit l'expression du vecteur  $\mathbf{c}$  à la  $(n + N)$ -ième itération, noté  $\mathbf{c}_{n+N}$  en fonction du vecteur  $\mathbf{c}$  à la  $n$ -ième itération, noté  $\mathbf{c}_n$ . La relation entre les deux vecteurs s'écrit comme suit :

$$\mathbf{c}_{n+N} = \mathbf{c}_n + \mu \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{r}_{n+i}^* e_{n+i} \quad (2.21)$$

Cette dernière équation définit l'actualisation des coefficients de l'égaliseur tous les  $N$  symboles. Ceci permet de définir l'égaliseur adaptatif par bloc, en considérant  $k$  l'indice de bloc, de la manière suivante :

$$\mathbf{c}(k+1) = \mathbf{c}(k) + \mu \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{r}_{kN+i}^* e_{kN+i} = \mathbf{c}(k) + \mu \mathbf{R}^H(k) \mathbf{e}(k) \quad (2.22)$$

où  $\mathbf{e}(k)$  est le bloc d'erreur de taille  $N$ ,

$$\mathbf{e}(k) = [e_{kN}, e_{kN+1}, \dots, e_{kN+N-1}]^T \quad (2.23)$$

et

$$\mathbf{r}_{kN+i} = [r_{kN+i}, r_{kN+i-1}, \dots, r_{kN+i-N_{FF}+1}]^T \quad (2.24)$$

L'équation (2.22) introduit une corrélation linéaire croisée entre le vecteur d'observations et le vecteur d'erreur, notée  $\Psi$  et définie par :

$$\Psi(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{r}_{kN+i}^* e_{kN+i} \quad (2.25)$$

Cette définition nous sera utile dans la section suivante.

Le vecteur  $\mathbf{c}(k)$  est constant durant les  $N$  durées symboles du bloc d'entrée. Autrement dit, les  $N$  symboles du bloc  $\mathbf{y}(k)$  sont égalisés par le même vecteur de coefficients d'égaliseur  $\mathbf{c}(k)$ .

## 2.3 Égalisation fréquentielle linéaire

Nous nous intéressons à la réalisation de l'égaliseur adaptatif en bloc, décrit au paragraphe précédent, dans le domaine fréquentiel, en nous basant sur la transformée de Fourier. Le produit de convolution entre le signal reçu et la réponse impulsionnelle de l'égaliseur dans le domaine temporel devient donc une multiplication terme à terme dans le domaine fréquentiel. Les performances de l'égalisation temporelle et de l'égalisation fréquentielle sont équivalentes. Cependant, l'égalisation fréquentielle réduit la complexité calculatoire par rapport à l'égalisation temporelle, et ce d'autant que la réponse impulsionnelle du canal augmente.

La principale difficulté, lors de ce passage temps-fréquence, réside dans le fait que la multiplication de deux séquences discrètes dans le domaine fréquentiel est équivalente à **une convolution circulaire** dans le domaine temporel ce qui est différent du produit de **convolution linéaire**. En effet, le signal reçu est le résultat d'**une convolution linéaire** entre le signal transmis et la réponse impulsionnelle du canal. Il est donc tout à fait naturel que la fonction d'égalisation ait la même forme, c'est-à-dire, que le produit de convolution entre le signal reçu et la réponse impulsionnelle de l'égaliseur soit linéaire. De même, si le produit de convolution entre le signal émis et la réponse impulsionnelle du canal est circulaire, le produit de convolution entre le signal reçu et la réponse impulsionnelle de l'égaliseur doit être aussi circulaire. Il existe deux approches couramment utilisées. La première est basée sur l'insertion du préfixe cyclique à l'émission. La seconde est basée sur l'utilisation des techniques de chevauchement de données à la réception.

Avant de présenter ces deux solutions proposées dans la littérature, nous allons faire un rappel sur le produit de convolution linéaire et le produit de convolution circulaire.

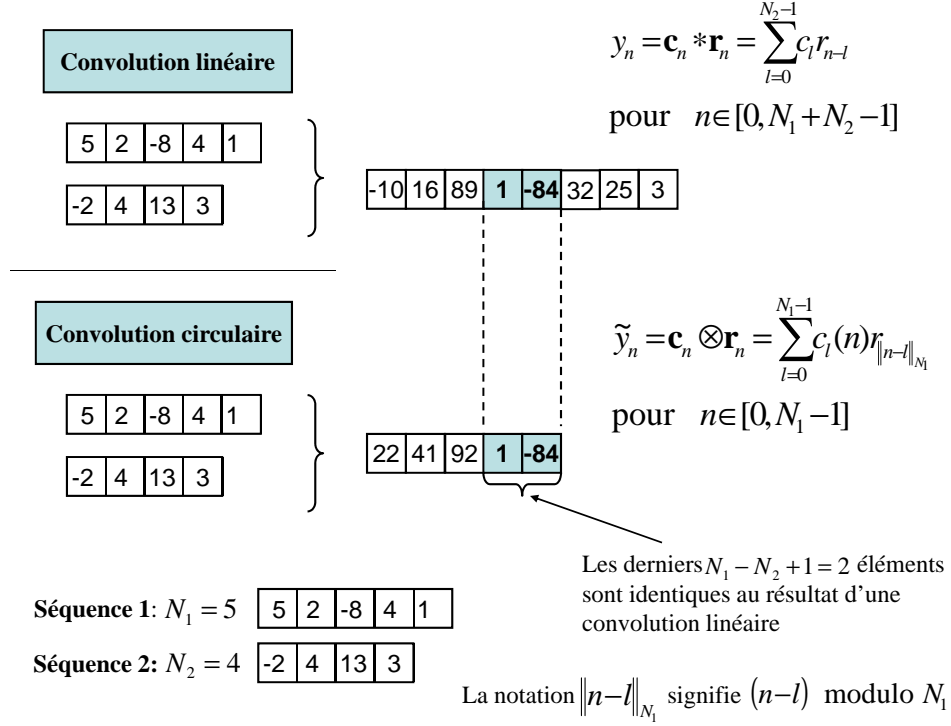
### 2.3.1 La convolution linéaire versus la convolution circulaire

Considérons deux séquences discrètes notées respectivement séquence 1 et séquence 2 de longueurs respectives  $N_1$  et  $N_2$  telles que indiquées dans la figure 2.2. On effectue un produit de convolution linéaire et un produit de convolution circulaire entre les deux séquences en utilisant les equations mentionnées sur la figure 2.2. Il est clair que le résultat de convolution circulaire est différent de celui de convolution linéaire. Seuls les  $N_1 - N_2 + 1$  derniers éléments du résultat de convolution circulaire sont identiques à une partie du résultat de convolution linéaire [27]. En effet, la multiplication terme à terme, entre les deux séquences transformées dans le domaine fréquentiel, est équivalente au résultat d'une convolution circulaire dans le domaine temporel.

### 2.3.2 Égalisation fréquentielle adaptative en bloc basée sur l'insertion du préfixe cyclique

Afin de réaliser une égalisation fréquentielle basée sur la transformée de Fourier, équivalente à un produit de convolution circulaire dans le domaine temporel, le signal reçu doit résulter lui aussi d'un produit de convolution circulaire entre le signal émis et la réponse impulsionnelle du canal. Cela est possible en appliquant la technique basée sur l'insertion de préfixe cyclique. Le schéma est donné en figure 2.3. À l'émission, un préfixe cyclique, qui est une recopie des  $N_{CP}$  derniers symboles du bloc de symboles de taille  $N$ , est inséré au début de chaque bloc avec  $N_{CP} \geq L - 1$ , où  $L$  est le nombre de coefficients du canal multi-trajet. À la réception, Les  $N_{CP}$  symboles insérés au début de chaque bloc sont enlevés ce qui permet de supprimer l'interférence entre blocs IBI (*inter-block interference*) [14]. Les principaux avantages de cette technique sont les suivants :

- Permet de réduire l'ISI grâce à la suppression de l'interférence entre blocs IBI.



**Figure 2.2** — Convolution linéaire vs. convolution circulaire

- Permet de réaliser une convolution circulaire entre le signal émis et la réponse impulsionnelle du canal, ce qui rend possible l'égalisation fréquentielle basée sur la transformée de Fourier à la réception.

### 2.3.2.1 Modèle équivalent du canal

Par empilement successif des symboles de modulation  $\{d_n\}$ , on définit un bloc de taille  $N$  noté  $\mathbf{d}(k)$ .

$$\mathbf{d}(k) = [d_{kN}, \dots, d_{kN+N-1}]^T \quad (2.26)$$

A l'émission, on insère, au début de chaque bloc  $\mathbf{d}(k)$ , un préfixe cyclique de longueur  $N_{CP}$  avec  $N_{CP} = L - 1$  afin de former le bloc noté  $\mathbf{x}(k)$ , défini comme suit :

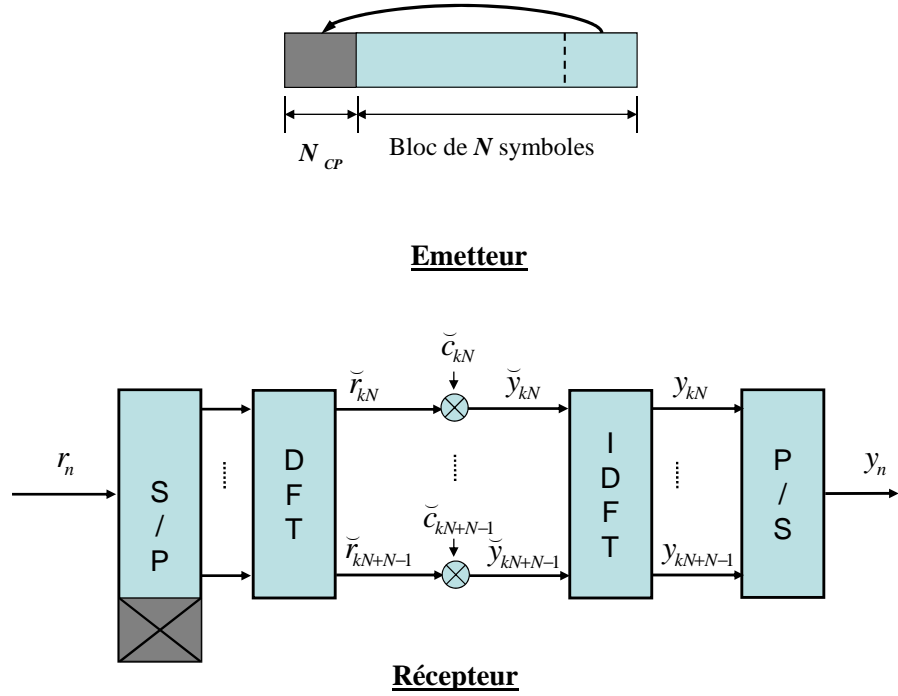
$$\mathbf{x}(k) = [d_{kN+N-L}, \dots, d_{kN+N-1}, d_{kN}, \dots, d_{kN+N-1}]^T \quad (2.27)$$

Le bloc de symboles reçus, noté  $\mathbf{r}_{cp}(k)$  de longueur  $N + L - 1$  est donné par l'équation suivante,

$$\mathbf{r}_{cp}(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (2.28)$$

avec

$$\mathbf{r}_{cp}(k) = [r_{kN+N-L}, \dots, r_{kN+N-1}, r_{kN}, \dots, r_{kN+N-1}]^T \quad (2.29)$$



**Figure 2.3** — Transmission par bloc et insertion du préfixe cyclique CP

où  $\mathbf{w}(k)$  est le bloc de bruit blanc additif gaussien et  $\mathbf{H}$  est la matrice du canal de dimension  $(N + L - 1) \times (N + L - 1)$  définie comme suit :

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & & & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & h_0 & \ddots & & \vdots \\ 0 & \ddots & & h_1 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_1 & h_0 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

Après suppression du CP du bloc  $\mathbf{r}_{cp}$ , l'équation (2.28) devient :

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{H}_{eq} \mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (2.31)$$

avec

$$\mathbf{r}(k) = [r_{kN}, \dots, r_{kN+N-1}]^T \quad (2.32)$$

et  $\mathbf{H}_{eq}$  est la matrice équivalente du canal de dimension  $N \times (N + L - 1)$  et résulte de la suppression du CP.  $\mathbf{H}_{eq}$  est définie par l'équation suivante :

$$\mathbf{H}_{eq} = \begin{pmatrix} h_{L-1} & \cdots & h_0 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

Le modèle équivalent avant insertion et après suppression du CP permet de représenter le bloc reçu  $\mathbf{r}(k)$  de taille  $N$  en fonction du bloc  $\mathbf{d}(k)$  de taille  $N$  et de la matrice circulaire du canal  $\mathbf{H}_{cir}$  de dimension  $N \times N$  comme suit :

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{H}_{cir}\mathbf{d}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (2.34)$$

avec

$$\mathbf{H}_{cir} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \ddots & h_{L-1} \\ h_{L-1} & & & h_0 & \ddots & & 0 \\ 0 & \ddots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_1 & h_0 \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

L'égalisation dans le domaine fréquentiel est réalisée bloc par bloc. Une fenêtre DFT de longueur  $N$  identique à la taille de bloc est effectuée sur chaque bloc à l'entrée de l'égaliseur. Pour passer dans le domaine fréquentiel, on utilise la matrice unitaire de Fourier  $\mathbf{F}$  de dimension  $N \times N$ , dont les éléments sont définis comme suit :

$$F_{s,q} = e^{-j2\pi sq/N} \quad (2.36)$$

On multiplie les deux termes de l'équation (2.34) par la matrice unitaire de Fourier :

$$\mathbf{F}\mathbf{r}(k) = \mathbf{F}\mathbf{H}_{cir}\mathbf{d}(k) + \mathbf{F}\mathbf{w}(k) \quad (2.37)$$

$$\mathbf{F}\mathbf{r}(k) = \mathbf{F}\mathbf{H}_{cir}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{F}\mathbf{d}(k) + \mathbf{F}\mathbf{w}(k) \quad (2.38)$$

On arrive à l'écriture du bloc reçu dans le domaine fréquentiel noté  $\check{\mathbf{r}}(k)$

$$\check{\mathbf{r}}(k) = \check{\mathbf{H}}_{cir}\check{\mathbf{d}}(k) + \check{\mathbf{w}}(k) \quad (2.39)$$

Avec

$$\begin{cases} \check{\mathbf{d}}(k) = \mathbf{F}\mathbf{d}(k), \\ \check{\mathbf{r}}(k) = \mathbf{F}\mathbf{r}(k), \\ \check{\mathbf{H}}_{cir} = \mathbf{F}\mathbf{H}_{cir}\mathbf{F}^{-1}, \\ \check{\mathbf{w}}(k) = \mathbf{F}\mathbf{w}(k), \end{cases} \quad (2.40)$$

On note que  $\check{\mathbf{H}}_{cir}$  est une matrice diagonale.

### 2.3.2.2 Traitement adaptatif en bloc FD-CP-ALE

Nous notons par l'abréviation FD-CP-ALE (frequency-domain cyclic-prefix adaptive linear equalizer) l'égaliseur fréquentiel adaptatif en bloc basé sur la technique de préfixe cyclique.

On définit la matrice diagonale  $\check{\mathbf{R}}(k)$  portant sur sa diagonale le bloc  $\check{\mathbf{r}}(k)$  :

$$\check{\mathbf{R}}(k) = \text{diag}(\check{\mathbf{r}}(k)) \quad (2.41)$$

On retrouve les échantillons en sortie de l'égaliseur dans le domaine temporel par transformée de Fourier inverse :

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{F}^{-1} \check{\mathbf{R}}(k) \check{\mathbf{c}}(k) \quad (2.42)$$

où  $\check{\mathbf{c}}(k)$  est le vecteur de coefficient de l'égaliseur de taille  $N_{FF} = N$  défini dans le domaine fréquentiel. En appliquant l'algorithme du gradient stochastique LMS (*Least mean square*), l'actualisation du vecteur des coefficients de l'égaliseur se fait dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$\check{\mathbf{c}}(k+1) = \check{\mathbf{c}}(k) + \mu \check{\mathbf{R}}^H(k) \check{\mathbf{e}}(k) \quad (2.43)$$

où  $\check{\mathbf{e}}(k)$  est le bloc d'erreur de taille  $N$  défini dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$\check{\mathbf{e}}(k) = \check{\mathbf{y}}(k) - \check{\mathbf{d}}(k) \quad (2.44)$$

L'inconvénient majeur de cette technique réside dans les pertes en efficacité spectrale dues à la transmission des préfixes cycliques. De plus, la taille optimale du préfixe cyclique est d'autant plus grande que la dispersion maximale des retards dans le canal est grande.

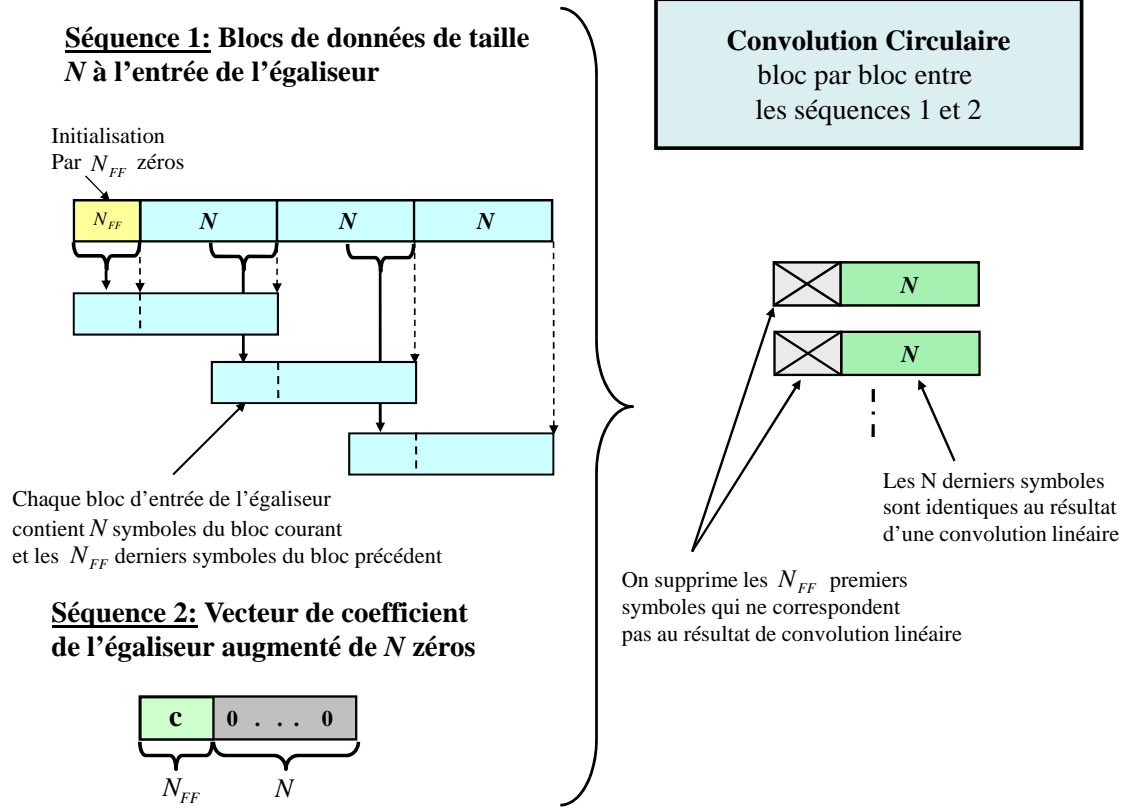
Dans le paragraphe suivant, on applique la technique overlap-and-save qui permet de s'affranchir du CP et donc limiter les pertes en efficacité spectrale.

### 2.3.3 Égalisation fréquentielle adaptative en bloc basée sur la technique overlap-and-save

Afin de réaliser l'implémentation exacte de l'égaliseur temporel en bloc dans le domaine fréquentiel sans avoir besoin de transmettre de préfixe cyclique, l'opération FFT doit être équivalente à une convolution linéaire dans le domaine temporel. Pour cela, on utilise des techniques dites de chevauchement et de sectionnement de données telles que "Overlap-and-Save" (OS) et "Overlap-and-Add" (OA) [27,28]. Ces techniques permettent de convertir une convolution circulaire en une convolution linéaire.

#### 2.3.3.1 Overlap-and-save

Le principe de la méthode overlap-and-save est décrit sur la figure 2.4. La séquence 1 représente le signal reçu segmenté en blocs de taille  $N$  chacun. On forme par la suite



**Figure 2.4** — Principe de la méthode overlap-and-save pour un produit de convolution circulaire

des blocs de tailles  $N + N_{FF}$  en copiant les  $N_{FF}$  derniers symboles du bloc précédent au début du bloc courant. La séquence 2 représente le vecteur de coefficients de l'égaliseur de taille  $N + N_{FF}$  contenant  $N_{FF}$  coefficients significatifs complétés de  $N$  zéros.

On effectue par la suite une convolution circulaire entre le bloc chevauché de taille  $N + N_{FF}$  et le vecteur de coefficients de l'égaliseur. Le résultat de convolution circulaire contient donc  $N + N_{FF}$  éléments. Tel que présenté sur la figure 2.2, seuls les  $N$  derniers éléments du résultats de convolution circulaire sont identiques à ceux du résultat de convolution linéaire. Dans le cas de la figure 2.4, les  $N$  derniers éléments sont retenus et on supprime donc les  $N_{FF}$  premiers éléments.

Le taux de chevauchement de données entre le bloc précédent et le bloc courant détermine la taille de l'égaliseur  $N_{FF}$  qui peut être différente ou égale à la taille d'un bloc  $N$ . On parle de taux de chevauchement de 50% lorsque la taille de l'égaliseur est égale à la taille d'un bloc ( $N_{FF} = N$ ) [29]. Quant à l'actualisation du vecteur de coefficients de l'égaliseur, elle est réalisée toutes les  $N$  durées symboles.

**Remarque :** on initialise le premier bloc d'entrée (pour  $k = 0$ ) par l'insertion de  $N_{FF}$  zéros en amont.

### 2.3.3.2 Traitement adaptatif en bloc FD-OS-ALE

Nous référençons par l'abréviation FD-OS-ALE (*frequency-domain overlap-and-save adaptive linear equalizer*) l'égaliseur fréquentiel adaptatif en bloc basé sur la technique OS. Le schéma du FD-OS-ALE est donné en figure 2.5.

Pour mettre en oeuvre un chevauchement entre les blocs selon la technique OS, on définit la matrice diagonale de dimension  $(N + N_{FF}) \times (N + N_{FF})$  du bloc d'entrée de l'égaliseur dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$\check{\mathbf{R}}(k) = \text{diag}(\mathbf{F}[r_{kN-N_{FF}+1}, \dots, r_{kN-1}, r_{kN}, \dots, r_{kN+N}]^T) \quad (2.45)$$

Suivant le principe de la méthode OS, le vecteur de coefficients d'égaliseur dans le domaine fréquentiel  $\check{\mathbf{c}}(k)$  est obtenu par la transformée de Fourier du vecteur  $\mathbf{c}(k)$  de taille  $N_{FF}$  complété par  $N$  zéros :

$$\check{\mathbf{c}}(k) = \mathbf{F} [\mathbf{c}(k)^T, 0, \dots, 0]^T \quad (2.46)$$

La matrice unitaire de Fourier  $\mathbf{F}$  dans ce cas est de dimension  $(N + N_{FF}) \times (N + N_{FF})$ . L'égalisation dans le domaine fréquentiel est réalisée en multipliant, terme à terme, les  $N + N_{FF}$  coefficients de l'égaliseur par les  $N + N_{FF}$  symboles du bloc d'entrée. Le bloc égalisé après conversion dans le domaine temporel est donné comme suit :

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{Q}\mathbf{F}^{-1}\check{\mathbf{R}}(k)\check{\mathbf{c}}(k). \quad (2.47)$$

où  $\mathbf{Q}$  est une matrice de dimension  $N \times (N + N_{FF})$  permettant de supprimer les  $N_{FF}$  premiers symboles selon le principe de la technique OS. Seuls les  $N$  derniers éléments sont retenus.  $\mathbf{Q}$  est définie comme suit :

$$\mathbf{Q} = (\mathbf{0}_{N, N_{FF}} \quad \mathbf{I}_N), \quad (2.48)$$

où  $\mathbf{0}_{N, N_{FF}}$  est une matrice nulle de dimension  $N \times (N_{FF})$  et  $\mathbf{I}_N$  est la matrice identité de dimension  $N \times N$ .

L'erreur est calculée dans le domaine temporel telle que indiquée dans l'équation (2.8). Les erreurs sont ensuite regroupées en blocs de taille  $N$  complétés par  $N_{FF}$  zéros et transformées dans le domaine fréquentiel :

$$\check{\mathbf{e}}(k) = \mathbf{F}\mathbf{Q}^T \mathbf{e}(k) \quad (2.49)$$

L'actualisation par bloc du vecteur de coefficients de l'égaliseur est donnée par l'équation suivante :

$$\check{\mathbf{c}}(k+1) = \check{\mathbf{c}}(k) + \mu_c \mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{F}^{-1}\check{\mathbf{R}}(k)^H \check{\mathbf{e}}(k) \quad (2.50)$$

où  $\mathbf{G}$  est une matrice de dimension  $(N + N_{FF}) \times (N + N_{FF})$  qui permet de supprimer les  $N$  derniers éléments du produit de corrélation circulaire  $\check{\mathbf{R}}(k)^H \check{\mathbf{e}}(k)$  qui ne correspondent pas au résultat de corrélation linéaire, décrite dans l'équation (2.25), et de les remplacer par  $N$  zéros.  $\mathbf{G}$  est défini comme suit :

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{N_{FF}} & \mathbf{0}_{N_{FF}, N} \\ \mathbf{0}_{N, N_{FF}} & \mathbf{0}_N \end{pmatrix}. \quad (2.51)$$



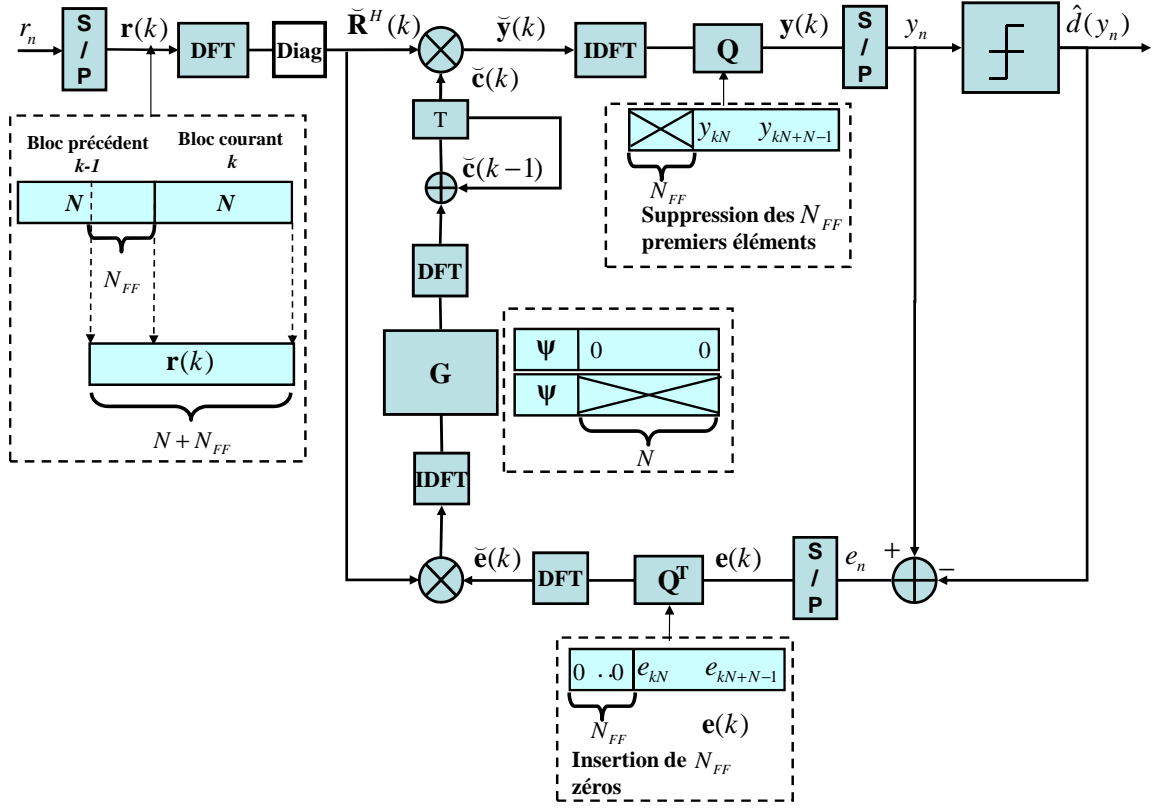


Figure 2.5 — Egaliseur fréquentiel linéaire adaptatif par bloc FD-OS-ALE

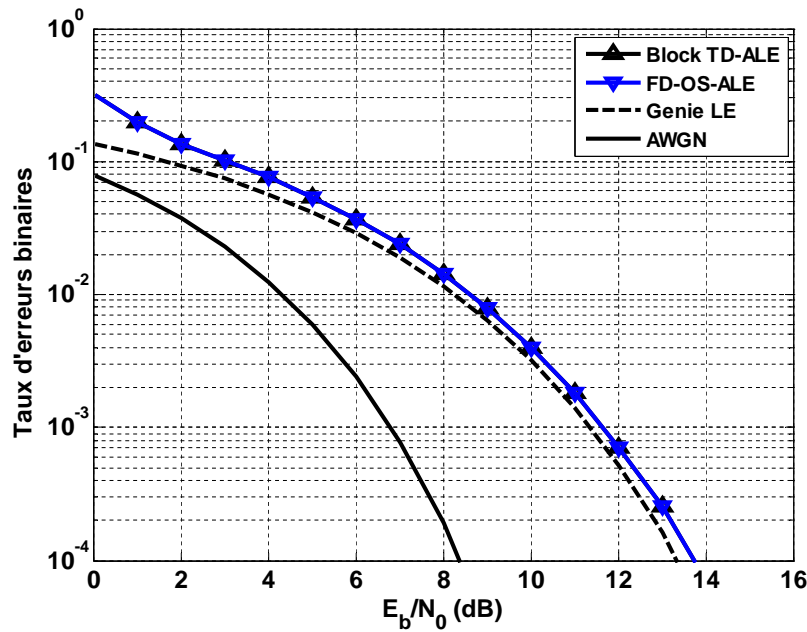
La technique OS permet une implémentation exacte de l'égaliseur linéaire temporel et adaptatif par bloc dans le domaine fréquentiel en utilisant l'algorithme LMS [29]. Nous notons l'acronyme "Block TD-ALE" (*block time-domain adaptive linear equalizer*) pour désigner l'égaliseur linéaire temporel et adaptatif par bloc utilisant la technique OS.

Dans la suite, comme il est communément admis dans la littérature, nous considérons la règle de notation suivante pour les acronymes d'égaliseurs. Les techniques d'égalisation fréquentielle dont l'acronyme est précédé par (FD) désignent toujours une égalisation par bloc. Les techniques d'égalisation temporelle dont l'acronyme est précédé par (TD) désignent une égalisation symbole par symbole. Pour désigner une égalisation temporelle par bloc, on utilise le terme "Block TD".

## 2.4 Résultats de simulations

Les simulations sont effectuées sous MATLAB en utilisant des modèles de canaux sélectifs en fréquence et invariants dans le temps. Les performances sont évaluées en

termes de taux d'erreur binaire. Les symboles transmis sont modulés en QPSK. La figure 2.6 montre le taux d'erreurs binaires en fonction du rapport signal sur bruit ( $E_b/N_0$ ) où  $E_b$  est l'énergie moyenne reçue par bit et  $N_0$  est la densité spectrale de puissance monolatérale du bruit. Les égaliseurs simulés sont le Block TD-ALE et le FD-OS-ALE. Le modèle de canal est celui de Porat [30]. Nous incluons la borne inférieure d'un égaliseur linéaire "Genie LE" idéal de longueur infinie déterminé analytiquement sous l'hypothèse d'une connaissance parfaite du canal [24]. Nous incluons aussi la courbe théorique du canal gaussien "additive white Gaussian noise" (AWGN) comme référence.

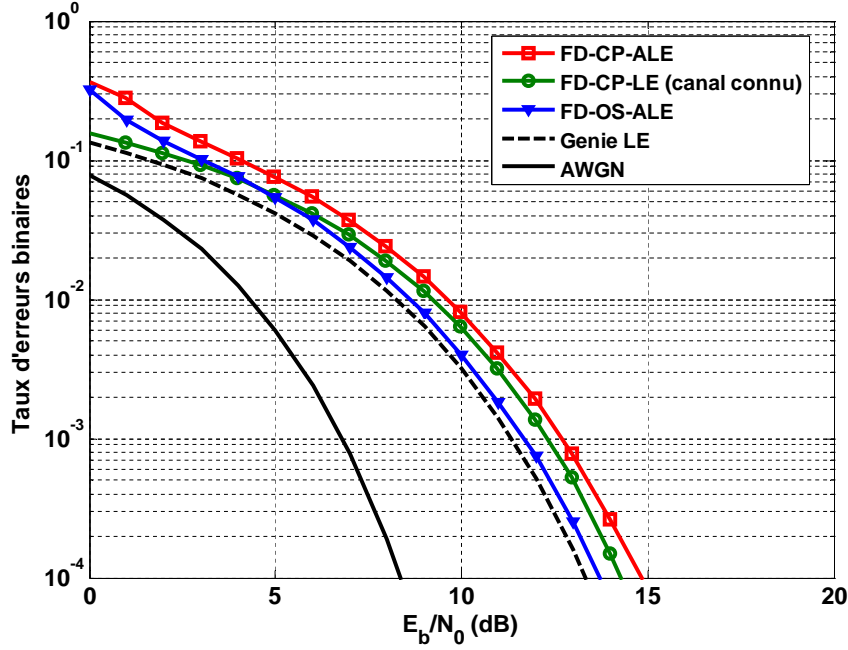


**Figure 2.6** — Taux d'erreurs binaires en fonction du rapport  $E_b/N_0$ ,  $N = 64$ ,  $N_{FF} = N = 64$ , nombre de blocs transmis :  $8 \cdot 10^5$ , séquence d'apprentissage : 80 blocs de taille  $N$ ,  $\mu = 2 \cdot 10^{-3}$ , modèle de canal : Porat ( $h = [2 - i0.4, 1.5 + i1.8, 1, 1.2 - i1.3, 0.8 + i1.6]$ )

Il est clair que les deux algorithmes Block TD-ALE et FD-OS-ALE ont exactement les mêmes performances en terme de taux d'erreur binaire, ce qui appuie la démonstration mathématique de leur équivalence. Leurs performances sont très proches de la borne inférieure de l'égaliseur linéaire (la différence en  $E_b/N_0$  est d'environ 0,3 dB).

Sur les figures 2.7 et 2.8, nous comparons les performances des égaliseurs FD-OS-ALE et FD-CP-ALE en termes de taux d'erreurs binaire en fonction de  $E_b/N_0$  simulés respectivement à travers deux modèles de canaux invariants dans le temps : un canal moyennement sélectif en fréquence (Porat) et un canal fortement sélectif en fréquence (Proakis B) [24]. On inclut l'égaliseur FD-CP-LE qui est identique au FD-CP-ALE excepté le fait que les coefficients de l'égaliseur sont calculés analytiquement en supposant le canal parfaitement connu. Les symboles transmis sont modulés en QPSK. On

inclut la borne inférieure de l'égaliseur linéaire (Genie LE) ainsi que la courbe théorique du canal gaussien AWGN. Le taux d'erreurs binaire est évalué durant le mode de poursuite sans prendre en considération les données transmises durant la séquence d'apprentissage.



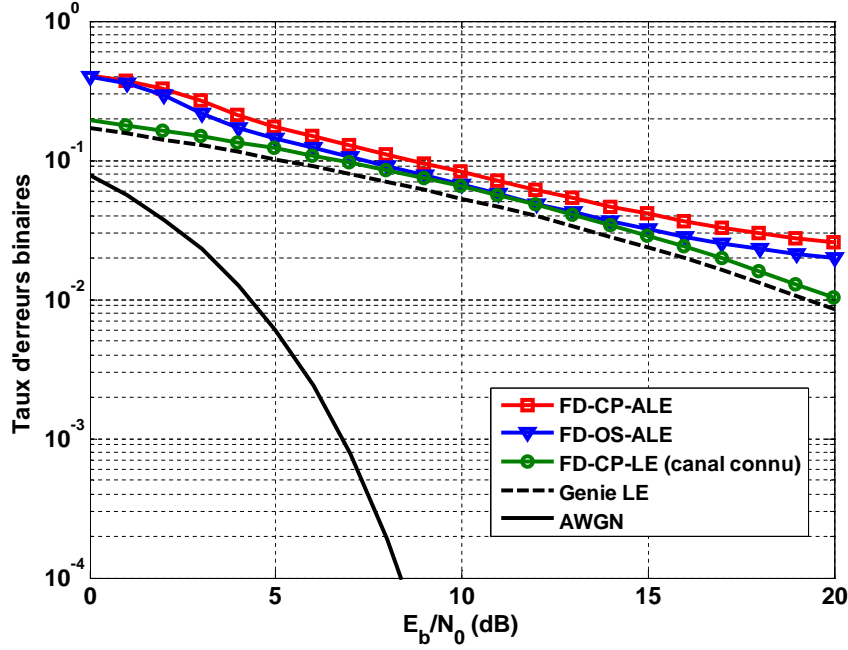
**Figure 2.7** — Taux d'erreur binaire en fonction du rapport  $E_b/N_0$ ,  $N = 64$ ,  $N_{FF} = N = 64$ ,  $N_{CP} = 16$ , nombre de blocs transmis :  $8 \cdot 10^5$ , séquence d'apprentissage : 80 blocs de taille  $N$ ,  $\mu = 2 \cdot 10^{-3}$ , modèle de canal : Porat

Sur les figures 2.7, on remarque un gain constant de l'ordre de 1 dB en termes de  $E_b/N_0$  pour le FD-OS-ALE par rapport au FD-CP-ALE. On peut aussi remarquer ce même écart sur la figure 2.8. Cette perte en performance pour le FD-CP-ALE est due à la transmission de préfixes cycliques ce qui réduit l'énergie par bit qui est disponible à l'émission. Théoriquement, cette perte en performance  $P_{loss}$  en unité décibel est donnée par l'équation (2.52). Dans ce cas pratique, cette perte vaut  $P_{loss} = 1$  dB.

$$P_{loss} = 10 \log_{10}(N/(N_{CP} + N)) \quad (2.52)$$

La figure 2.7 montre aussi que le FD-CP-LE requiert un effort supplémentaire de 0.5 dB en  $E_b/N_0$  par rapport au FD-OS-ALE pour atteindre le même taux d'erreurs binaires de  $10^{-4}$ . La réduction de perte de 1 dB pour le FD-CP-ALE à 0.5 dB pour le FD-CP-LE est due au fait de la connaissance parfaite du canal en FD-CP-LE alors que le FD-OS-ALE et le FD-CP-ALE sont basés sur des algorithmes adaptatifs qui nécessitent des séquences d'apprentissages pour converger, puis basculent en mode piloté par décisions. Lorsque la valeur du  $E_b/N_0$  est relativement faible ( $< 4$  dB),

beaucoup de décisions sont erronées et l'égaliseur adaptatif piloté par décision subit une dégradation des performances par rapport au FD-CP-LE où le canal est parfaitement connu.



**Figure 2.8** — Taux d'erreur binaire en fonction du rapport  $E_b/N_0$ ,  $N = 64$ ,  $N_{FF} = N = 64$ ,  $N_{CP} = 16$ , nombre de blocs transmis :  $8 \cdot 10^5$ , séquence d'apprentissage : 80 blocs de taille  $N$ ,  $\mu = 2 \cdot 10^{-3}$ , modèle de canal : Proakis B ( $h = [0.407, 0.815, 0.407]$ )

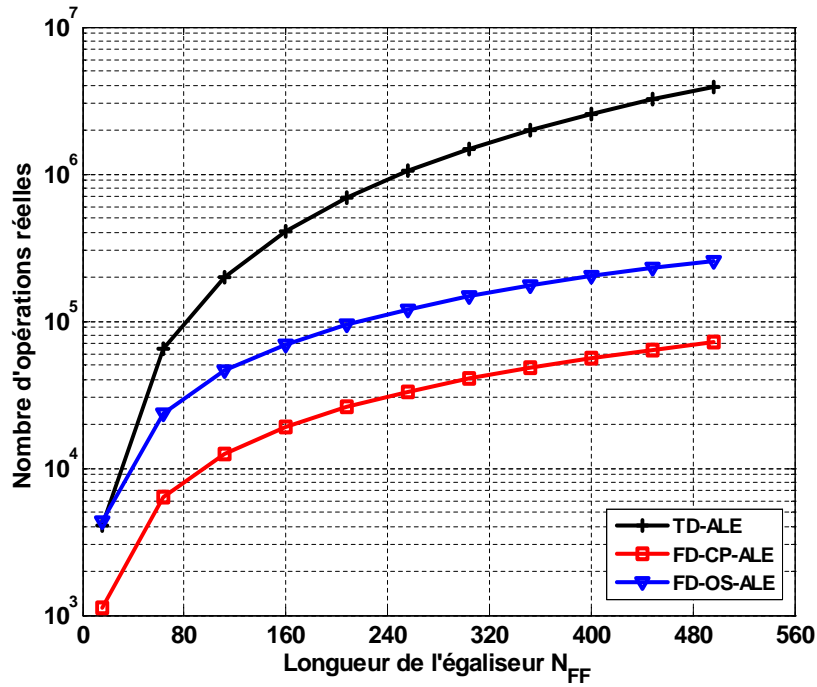
Sur la figure 2.8 où le canal est fortement sélectif en fréquence, les performances du FD-OS-ALE et du FD-CP-ALE se dégradent fortement par rapport au FD-CP-LE. Les performances du FD-OS-ALE et du FD-CP-LE en BER sont identiques à partir de  $E_b/N_0 = 8$  dB, avec 1 dB de pertes par rapport à la borne théorique inférieure (Genie LE). Cependant, à partir de  $E_b/N_0 = 14$  dB, les courbes des égaliseurs FD-OS-ALE et FD-CP-ALE, étant pilotés par décision, s'éloignent de la courbe FD-OS-LE. En effet, le traitement adaptatif, piloté par décision, ne permet pas à l'égaliseur d'atteindre sa réponse optimale.

Du fait que la taille du CP est liée à la dispersion maximale du canal en termes de durée symbole  $L$ , les pertes en efficacité spectrale résultant de l'insertion de CP à l'émission augmentent avec  $L$ . De plus, en CP-FD-ALE, la taille de bloc est fixe et ne peut être modifiée à la réception et l'égaliseur doit avoir une longueur égale à celle du bloc. Pour l'égaliseur FD-OS-ALE, la taille de bloc peut être modifiée ainsi que la longueur du filtre de l'égaliseur ce qui offre une certaine flexibilité de paramétrage dans le cas de l'égaliseur FD-OS-ALE.

## 2.5 Complexité calculatoire

La complexité calculatoire est évaluée en termes de nombres d'opérations réelles par durée symbole. On entend par opération élémentaire toute opération de multiplication, d'addition ou de soustraction. Chaque transformée de Fourier discrète DFT de taille  $N$  contient  $2N\log_2(N)$  multiplications réelles et  $3N\log_2(N)$  additions et/ou soustractions. Nous considérons les 4 paramètres suivants dans l'évaluation de la complexité calculatoire :

- La taille du bloc  $N$ .
- La taille de la DFT (égale à  $N$  en FD-CP-ALE et à  $N + N_{FF}$  en FD-OS-ALE.)
- La taille du filtre de l'égaliseur transverse linéaire FFF  $N_{FF}$ .
- La dispersion maximale du retard dans le canal donnée en termes de nombre de durée symbole  $L$ .



**Figure 2.9** — Complexité calculatoire en termes de nombre d'opérations réelles vs. la longueur du filtre de l'égaliseur

La taille du filtre de l'égaliseur transverse linéaire  $N_{FF}$  est liée à l'étalement maximal du canal  $L$ . En effet, l'égalisation du canal nécessite une taille  $N_{FF}$  supérieure à  $L$  [31].  $N_{FF}$  dépend aussi de la sélectivité en fréquence du canal et doit être augmenté en fonction de la sévérité des évanouissements fréquentiels.

Sur la figure 2.9, nous avons illustré le coût de calcul qui correspond à un bloc de symboles de taille  $N$  pour les égaliseurs TD-ALE, FD-CP-ALE et FD-OS-ALE. Le nombre d'opérations réelles est évalué en fonction de la longueur de l'égaliseur  $N_{FF}$  qui

dépend de la longueur du canal  $L$ . Nous prenons les hypothèses suivantes : la taille de bloc est égale à la taille de l'égaliseur  $N = N_{FF}$  avec  $N_{FF} = 4L$ . Le traitement adaptatif, utilisant l'algorithme LMS, est pris en compte pour l'évaluation du coût de calcul.

L'égalisation fréquentielle en FD-CP-ALE et FD-OS-ALE est caractérisée par une faible complexité calculatoire par rapport à l'égalisation temporelle TD-ALE. En TD-ALE, le nombre d'opérations réelles augmente linéairement avec  $N_{FF}$  et  $N$ . Cette différence en coût de calcul devient de plus en plus grande au fur et à mesure que la longueur de l'égaliseur, et par conséquent la taille de bloc, augmentent. Par exemple, pour  $N_{FF} = 80$ , FD-CP-ALE et FD-OS-ALE nécessitent respectivement environ  $10^4$  et  $2 \cdot 10^4$  opérations réelles pour le traitement d'un seul bloc, alors que le TD-ALE nécessite  $10^5$  opérations réelles, soit un rapport de 10 sur le coût de calcul entre le FD-CP-ALE et le TD-ALE. Ce rapport grimpe à 37 lorsque  $N_{FF} = 320$ . La complexité supplémentaire qu'on peut constater en FD-OS-ALE par rapport au FD-CP-ALE est due à l'augmentation du nombre et taille des fenêtres DFT. 3 DFT sont nécessaires en FD-CP-ALE contre 5 en FD-OS-ALE. De plus, la taille de la DFT en FD-CP-ALE est égale à  $N$  contre  $2N$  en FD-OS-ALE. En effet, FD-OS-ALE utilise la technique OS à la réception afin d'éviter les pertes en efficacité spectrale due à la transmission du CP au prix d'une complexité supplémentaire. Cela est dit, le schéma de l'émetteur qui correspond à l'égaliseur FD-CP-ALE contient une complexité supplémentaire par rapport à celui de l'égaliseur FD-OS-ALE qui réside dans l'insertion du CP au début de chaque bloc.

En résumé, l'égalisation fréquentielle se présente comme une alternative intéressante à l'égalisation temporelle en offrant une réduction considérable de la complexité calculatoire et tout en conservant des performances équivalentes.

## 2.6 Bilan intermédiaire

L'égaliseur FD-OS-ALE présente les mêmes performances que l'égaliseur TD-ALE en termes de BER et permet de réduire la complexité calculatoire. L'utilisation de la technique OS permet d'éviter les pertes en efficacité spectrale liées à la transmission du CP en FD-CP-ALE au prix d'une complexité supplémentaire à la réception. De plus, contrairement à FD-CP-ALE où la taille de bloc  $N$  et la longueur de l'égaliseur  $N_{FF}$  sont fixées à l'émission et ne peuvent pas être changées, la technique OS permet de définir  $N$  et  $N_{FF}$  à la réception ce qui offre une flexibilité de paramétrage. Le traitement adaptatif par bloc permet d'éviter le recours à l'estimation du canal, ce qui réduit le nombre de symboles pilotes, et par conséquent, limite les pertes en efficacité spectrale. Il nécessite la transmission d'une séquence d'apprentissage au début de la transmission pour la convergence de l'égaliseur puis l'égaliseur est piloté par les décisions sur les symboles égalisés afin de poursuivre la variation temporelle dans le canal. Il faut tout de même s'assurer que le canal est constant ou varie lentement sur la durée d'un bloc pour éviter une éventuelle dégradation des performances.

Dans la section suivante, nous proposons un égaliseur FD-OS-ALE multivoie conjointement optimisé avec la synchronisation de phase. Cette structure est validée par des essais expérimentaux en mer dans l'Océan Atlantique.

## 2.7 Égalisation fréquentielle FD-OS-ALE multivoie et synchronisation conjointes

Dans le contexte de la transmission acoustique sous-marine, l'effet Doppler sur le signal reçu est important ce qui requiert d'estimer et de compenser le décalage Doppler avant de procéder à l'égalisation. Par ailleurs, des décalages fréquentiels résiduels peuvent survenir sur le signal en sortie de l'égaliseur ce qui nécessite une synchronisation de phase en utilisant des boucles à verrouillage de phase PLL (*phase locked loop*) du second ordre.

Nous allons définir dans un premier temps le principe de l'égalisation et de synchronisation conjointes dans le domaine temporel. Puis, nous présentons la structure proposée, à savoir : l'égaliseur FD-OS-ALE multivoie optimisée conjointement avec la synchronisation de phase.

### 2.7.1 Égalisation et synchronisation temporelles conjointes

Dans une chaîne de communication, après démodulation du signal reçu, on procède à la fonction d'égalisation afin de supprimer les interférences entre symboles dues à la sélectivité fréquentielle du canal (canal multi-trajet). Si une erreur de phase existe et est constante, l'égaliseur peut l'estimer et la corriger parallèlement à sa tâche d'égalisation. Cependant, lorsque l'erreur de phase varie relativement rapidement dans le temps, l'égaliseur ne peut effectuer sa tâche correctement que si une synchronisation de phase est employée d'une façon conjointe. Ce procédé "d'égalisation et de synchronisation conjointes", est illustré sur la figure 2.10. (a).

La phase est estimée à partir du signal en sortie de l'égaliseur de manière itérative en se basant sur le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) [25, 32]. L'expression du signal en sortie de l'égaliseur  $y_n$  est donnée par l'équation suivante :

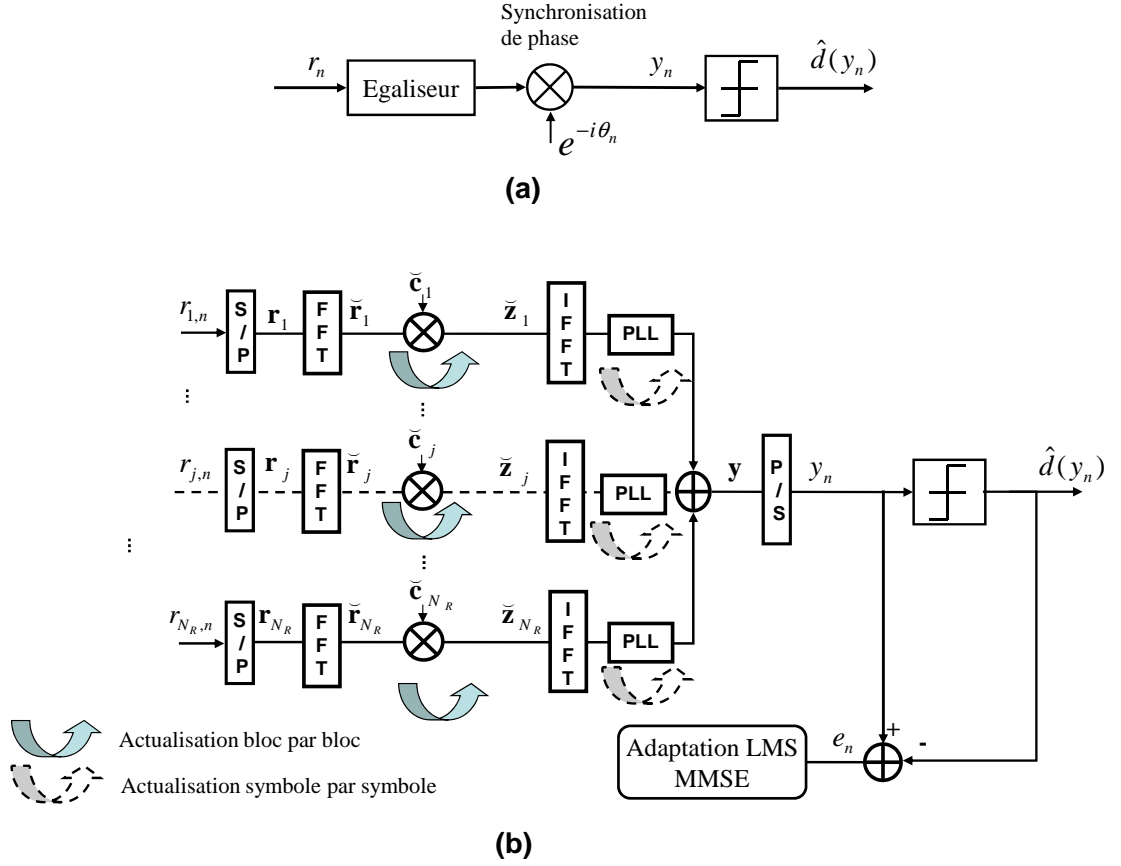
$$y_n = \mathbf{c}_n^T \mathbf{r}_n e^{-i\theta_n} \quad (2.53)$$

où  $\theta_n$  est une estimée de l'erreur de phase. L'erreur  $e_n$  est donc évaluée comme suit :

$$e_n = y_n - d_n = \mathbf{c}_n^T \mathbf{r}_n e^{-i\theta_n} - d_n \quad (2.54)$$

En appliquant l'algorithme du gradient stochastique LMS, le vecteur de coefficients de l'égaliseur est calculé d'une manière itérative selon l'équation (2.10) en minimisant l'erreur quadratique moyenne de l'erreur définie dans (2.54). Cela conduit à l'équation d'actualisation suivante :

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \mu \mathbf{r}_n^* e_n e^{i\theta_n} \quad (2.55)$$



**Figure 2.10** — Égalisation et synchronisation conjointe. (a) Principe d'égalisation et synchronisation conjointe. (b) Égaliseur multivoie MI-FD-OS-ALE et synchronisation conjointe

De même, l'estimée de l'erreur de phase  $\theta_n$  est calculée d'une manière itérative en utilisant l'algorithme LMS :

$$\theta_{n+1} = \theta_n + (\mu_\theta/2) \frac{\partial}{\partial \theta} [|e_n|^2]_{\theta=\theta_n} \quad (2.56)$$

où  $\mu_\theta$  est le pas d'adaptation relatif à l'actualisation de la phase. La minimisation de l'erreur quadratique moyenne par rapport à l'estimée de l'erreur de phase  $\theta_n$  lorsque l'algorithme est piloté par les décisions (mode de poursuite) conduit à l'équation d'actualisation suivante :

$$\theta_{n+1} = \theta_n - \mu_\theta \Im(y_n e_n^*) = \theta_n + \mu_\theta \Im(y_n \hat{d}_n^*) \quad (2.57)$$

où  $\Im()$  est la fonction qui prend l'imaginaire d'un nombre complexe.  $\hat{d}_n$  est remplacé par  $d_n$  en mode d'apprentissage.

L'équation (2.57) représente une boucle à verrouillage de phase numérique du premier ordre (PLL). Généralement, une structure PLL du premier ordre s'avère insuffisante lorsque'il existe un décalage en fréquence de l'oscillateur local ce qui engendre



une erreur statique de phase qui peut provoquer une dégradation des performances du récepteur [21, 25]. Cette contrainte est généralement résolue par l'emploi d'une PLL du second ordre qui utilise un filtrage numérique de l'erreur de phase et permet en outre de l'annuler suite à un éventuel décalage fréquentiel. Le filtre numérique, généralement utilisé en PLL du second ordre, est exprimé en transformée en  $z$  comme suit :

$$F(z) = G_1 + \frac{G_2}{1 - z^{-1}} \quad (2.58)$$

où  $G_1$  et  $G_2$  sont les gains associés au filtre  $F(z)$  [25]. L'utilisation d'une boucle PLL du second ordre permet donc d'actualiser l'estimée de l'erreur de phase par l'expression suivante :

$$\theta_{n+1} = \theta_n + \mu_\theta (G_1 u_{n+1} + v_{n+1}) \quad (2.59)$$

avec

$$v_{n+1} = v_n + G_2 u_{n+1} \quad (2.60)$$

et

$$u_{n+1} = \Im \left( y_n \hat{d}_n^* \right) \quad (2.61)$$

À la première itération,  $v_n$  et  $\theta_n$  sont initialisés à zéro.

## 2.7.2 Traitement multivoie FD-OS-ALE et synchronisation conjointe

Nous proposons un égaliseur fréquentiel adaptatif FD-OS-ALE multivoie conjointement optimisé avec la synchronisation de phase. Cette structure dispose de  $N_R$  antennes de réception. Sur chaque voie  $j$ , ( $j = 1, \dots, N_R$ ), une boucle PLL du second ordre est insérée en sortie de l'égaliseur FD-OS-ALE. La structure proposée est illustrée sur la figure 2.10. (b). Nous notons par l'acronyme MI-FD-OS-ALE (*multiple-input FD-OS-ALE*) l'égaliseur FD-OS-ALE multivoie avec synchronisation de phase conjointe.

L'utilisation d'antennes multiples à la réception permet d'obtenir un gain en SNR équivalent en sortie de l'égaliseur et par conséquent améliore les performances. En effet, pour une valeur  $\text{SNR}_j$  donnée sur la  $j$ -ième voie de réception, supposée identique sur toutes les autres voies, le traitement spatio-temporel sur  $N_R$  voies peut apporter un gain de l'ordre de  $10 \log_{10}(N_R)$  sur la valeur  $\text{SNR}_j$  en sortie de l'égaliseur multivoie.

En se basant sur l'expression du signal en sortie de l'égaliseur FD-OS-ALE donnée en (2.47), le signal en sortie de l'égaliseur FD-OS-ALE sur la  $j$ -ième voie est donné par l'équation suivante :

$$\mathbf{y}_j(k) = \mathbf{\Theta}_j(k) \mathbf{Q} \mathbf{F}^{-1} \check{\mathbf{R}}_j(k) \check{\mathbf{c}}_j(k) \quad (2.62)$$

où  $\mathbf{\Theta}_j(k)$  est une matrice diagonale de dimension  $N \times N$ .  $\mathbf{\Theta}_j(k)$  est définie comme suit :

$$\mathbf{\Theta}_j(k) = \text{diag}([e^{-i\theta_{j,kN}}, \dots, e^{-i\theta_{j,kN+N-1}}]) \quad (2.63)$$

Le traitement spatio-temporel est réalisé par l'addition des  $N_R$  sorties,

$$\mathbf{y}(k) = \sum_{j=1}^{N_R} \mathbf{y}_j(k) \quad (2.64)$$

On définit le vecteur d'erreur sur le bloc  $\mathbf{y}$  comme suit :

$$\mathbf{e}(k) = \sum_{j=1}^{N_R} \mathbf{y}_j(k) - \mathbf{d}(k) \quad (2.65)$$

L'erreur quadratique moyenne relativement à l'erreur définie en (2.65) est minimisée dans le domaine temporel en fonction des vecteurs de coefficients d'égaliseurs sur chaque voie  $j$ ,

$$\nabla_{\mathbf{c}_j} [|\mathbf{e}(k)|^2] = 2\mathbf{r}_j^*(k) \mathbf{\Theta}_j^H(k) \mathbf{e}(k) \quad (2.66)$$

L'actualisation des vecteurs de coefficients d'égaliseurs sur les  $N_R$  voies s'effectue par bloc dans le domaine fréquentiel et est régie par l'équation suivante :

$$\check{\mathbf{c}}_j(k+1) = \check{\mathbf{c}}_j(k) + \mu_c \mathbf{F} \mathbf{G} \mathbf{F}^{-1} \check{\mathbf{R}}_j(k)^H \check{\mathbf{e}}_j(k), \quad (2.67)$$

avec,

$$\check{\mathbf{e}}_j(k) = \mathbf{F} \mathbf{Q}^T \mathbf{\Theta}_j^H(k) \mathbf{e}(k) \quad (2.68)$$

(2.67) est obtenue en utilisant la technique OS telle qu'en (2.50). Plus de détails sont donnés au paragraphe 2.3.3 sur l'obtention des relations (2.67) et (2.68).

L'estimée de l'erreur de phase est évaluée dans le domaine temporel à chaque itération symbole. En se basant sur [21] et les équations définies au paragraphe 2.7.1, l'actualisation de l'estimée  $\theta_{j,n}$  sur la  $j$ -ième voie a pour expression :

$$\theta_{j,n+1} = \theta_{j,n} + \mu_\theta (G_1 u_{j,n+1} + v_{n+1}) \quad (2.69)$$

avec

$$v_{n+1} = v_n + G_2 \sum_{j=1}^{N_R} u_{j,n+1} \quad (2.70)$$

et

$$u_{j,n+1} = \Im \left( y_{j,n} \hat{d}_n^* \right) \quad (2.71)$$

La sommation sur  $N_R$  voies des termes  $u_j$  dans (2.70) permet d'exploiter la diversité spatiale dans l'actualisation des boucles PLL [21].

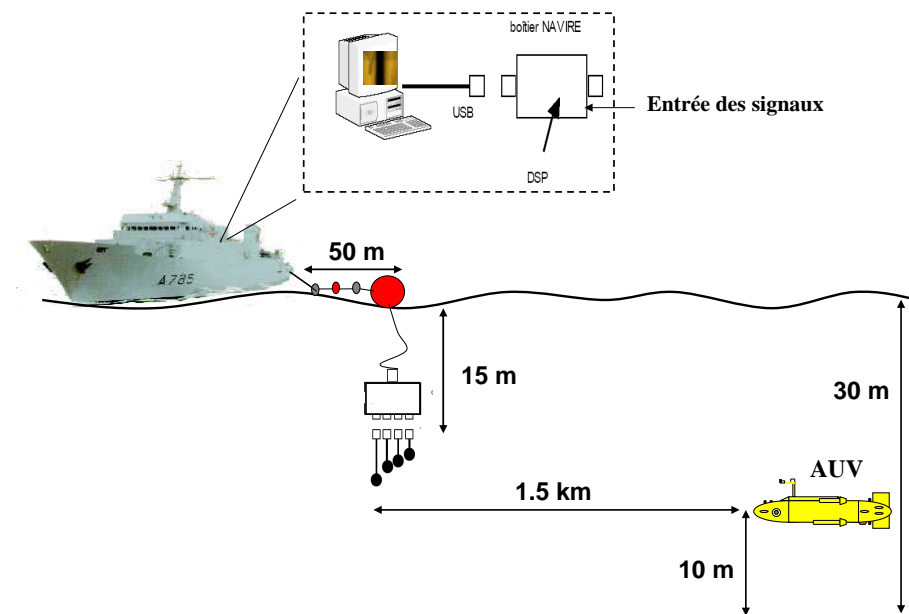
## 2.8 Résultats d'essais en mer

### 2.8.1 Configuration de l'expérience

Les essais en mer ont été effectués en octobre 2006 dans la rade de Brest en France par le groupe d'études sous-marines de l'Atlantique GESMA/DGA. Les transmissions

ont été effectuées en mer moyennement profonde (profondeur de l'ordre de 10 à 30 mètres) sur des distances allant de 500 m à 2 km. Des fichiers issus de deux expériences sont utilisés pour valider la structure proposée MI-FD-OS-ALE.

Dans la première expérience (expérience A), des images sonar sont transmises en temps réel par un véhicule autonome sous-marin AUV en mobilité (*autonomous underwater vehicle*) à un bateau en mouvement et distant de 1.5 km tel que indiqué sur la figure 2.11. La vitesse relative entre l'AUV et le bateau est d'environ  $v = 1.4$  m/s.



**Figure 2.11** — Configuration de l'expérience A : transmission entre un AUV mobile et un bateau en mouvements

Dans la seconde expérience (expérience B), l'émetteur a été immergé en mer et fixé à une bouée. des données de type fichiers textes sont transmis en temps réel à un bateau distant de 500 m. La vitesse relative dans cette seconde configuration est d'environ  $v = 0.5$  m/s.

Pour les deux expériences, le bateau est équipé d'un réseau de 4 hydrophones montés verticalement et espacés de 25 cm tel que illustré sur la figure 2.12.

Les paramètres de transmission sont les suivants : la puissance d'émission est de 180 dB ref 1  $\mu$ Pa à 1 mètre, la fréquence porteuse est de  $f_c = 35$  kHz, le débit de transmission est de 10 kbits/s, la longueur du bloc est fixée à  $N = 32$  symboles et enfin le pas d'adaptation  $\mu = 3 \cdot 10^{-3}$ . Un préambule d'une durée de 1 seconde est inséré au début de la transmission. Ce préambule est utilisé à la réception pour réaliser la synchronisation trame, la synchronisation rythme ainsi que pour l'estimation du décalage



*Figure 2.12* — Réseau de 4 hydrophones à la réception

Doppler. Pour la structure d'égalisation proposée, ce préambule sert de séquence d'apprentissage où les symboles transmis sont considérés connus à la réception. Ceci permet de faire converger l'égaliseur avant de passer en mode de poursuite où l'égaliseur est piloté par les décisions sur les symboles égalisés.

### 2.8.2 Processus de synchronisation par la méthode des corrélations partielles

Comme nous l'avons mentionné au chapitre 1, avant de procéder à tout traitement d'égalisation, le signal reçu doit être synchronisé en rythme et en phase afin de palier la compression/dilatation temporelle sur la durée symbole, provoquée par l'effet Doppler. Nous avons opté pour la technique des corrélations partielles [33] afin de détecter le début de la trame puis d'estimer le décalage Doppler. Cette technique montre son intérêt par rapport à la technique de corrélation classique, de par son efficacité en environnement à fort effet Doppler. En effet, lorsque le Doppler est important, l'amplitude du pic de corrélation que l'on détecte par la corrélation classique est fortement atténuée. Par conséquent, la détection du début de la trame est compromise [21].

Nous allons rapidement décrire le principe de la technique des corrélations partielles et son intérêt vis à vis des essais expérimentaux. Le signal reçu est d'abord échantillonné au rythme symbole  $1/T$  sans aucune synchronisation rythme préalable. La technique

des corrélations partielles est effectuée entre le signal reçu échantillonné et la séquence pilote connue au récepteur d'une longueur de 256 symboles. Cette séquence est découpée en  $N_{bloc} = 16$  chacun de longueur  $L_{bloc} = 16$ . A chaque instant  $kT$ , un buffer de même longueur que la séquence pilote est découpé selon la même partition  $16 \times 16$ . A chaque instant  $kT$ , avec  $k = 1, \dots, 256$ , les corrélations partielles normalisées, notées  $\bar{v}_i(k)$  avec  $i = 1, \dots, N_{bloc}$  sont calculées par l'équation suivante :

$$\bar{v}_i(k) = \sum_{l=1}^{L_{bloc}} \frac{r(l + (i-1)L_{bloc})}{|r(l + (i-1)L_{bloc})|} d_l^* \quad i = 1, \dots, N_{bloc} \quad (2.72)$$

À partir des corrélations partielles normalisées, le coefficient de corrélation normalisé  $\bar{\rho}(k)$  est calculé de la manière suivante :

$$\bar{\rho}(k) = \frac{1}{N_{bloc} - 1} \sum_{i=1}^{N_{bloc}-1} \bar{v}_i^*(k) \bar{v}_{i+1}(k) \quad (2.73)$$

Dès que le coefficient  $\bar{\rho}(k)$  dépasse un certain seuil de détection préalablement fixé, on décide que la trame commence à cet instant noté  $k_0T$ . A partir de cet instant  $k_0T$ , l'excursion Doppler est estimée comme suit :

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi L_{bloc}T} \arg \{ \bar{\rho}(k_0) \} \quad (2.74)$$

Ainsi, cette estimation permet de réaliser une synchronisation grossière en rythme et une correction de phase tel que décrit dans (1.11) au chapitre 1.

Cette technique permet aussi de calculer un gain pour la gestion du niveau d'amplitude du signal reçu. Le calcul de ce gain est basé sur le rapport des corrélations partielles normalisées et non normalisées. Les corrélations partielles non normalisées  $v_i(k_0)$  sont définies par comme suit :

$$v_i(k_0) = \sum_{l=1}^{L_{bloc}} r(l + (i-1)L_{bloc}) d_l^* \quad i = 1, \dots, N_{bloc} \quad (2.75)$$

Ainsi, le coefficient de corrélation non normalisé, noté  $\rho(k_0)$ , est calculé à l'instant  $k_0T$  en remplaçant  $\bar{v}_i(k_0)$  par les corrélations partielles non normalisées  $v_i(k_0)$  dans (2.73). Le gain, noté  $Ga$ , est alors évalué par la relation suivante :

$$Ga = \sqrt{\frac{\bar{\rho}(k_0)}{\rho(k_0)}} \quad (2.76)$$

En effet, ce gain permet d'adapter le signal reçu au niveau d'amplitude requis pour l'égalisation. En traitement multivoie, tel est le cas dans les expériences réelles considérées, le coefficient de corrélation ainsi que le gain  $Ga$  sont calculés sur chaque voie  $j$  ( $j = 1, \dots, N_R$ ). La voie qui présente le pic de corrélation maximal est retenue

pour repérer le début de la trame et pour le choix du gain  $Ga$ .

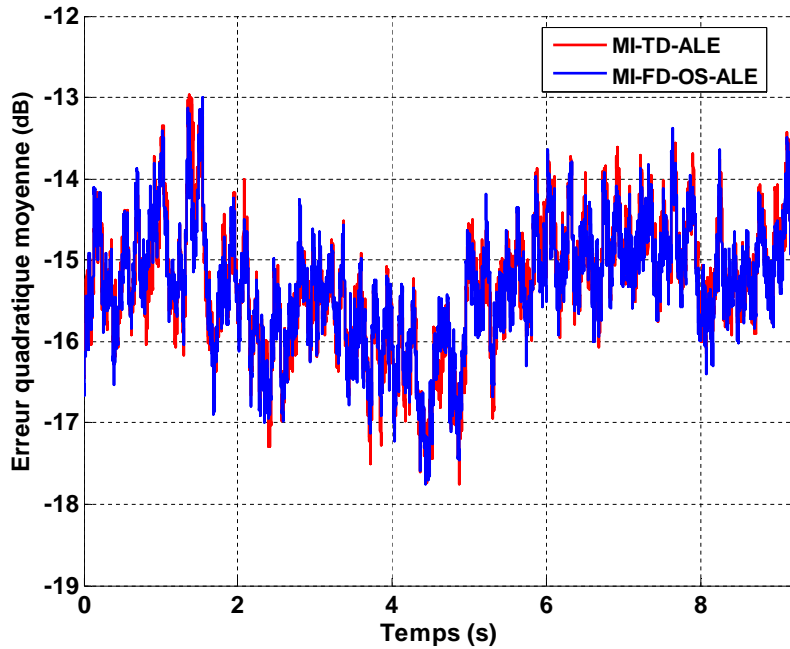
Lorsque le décalage Doppler varie dans le temps, il est nécessaire d'associer à la récupération grossière du rythme un algorithme de poursuite [21]. En effet, cet algorithme doit assurer le suivi de la dérive de l'instant optimal d'échantillonnage. Durant ces essais, nous avons utilisé l'algorithme de Gardner pour la poursuite du Doppler [21]. Cet algorithme permet d'estimer d'une manière itérative l'instant optimal d'échantillonnage afin d'affiner la correction du rythme.

### 2.8.3 Mesure de performances

Sur la figure 2.13, nous montrons l'évolution dans le temps de l'erreur quadratique moyenne MSE (*mean square error*) durant la période de poursuite, estimée en sortie des égaliseurs MI-TD-ALE et MI-FD-OS-ALE par l'équation suivante :

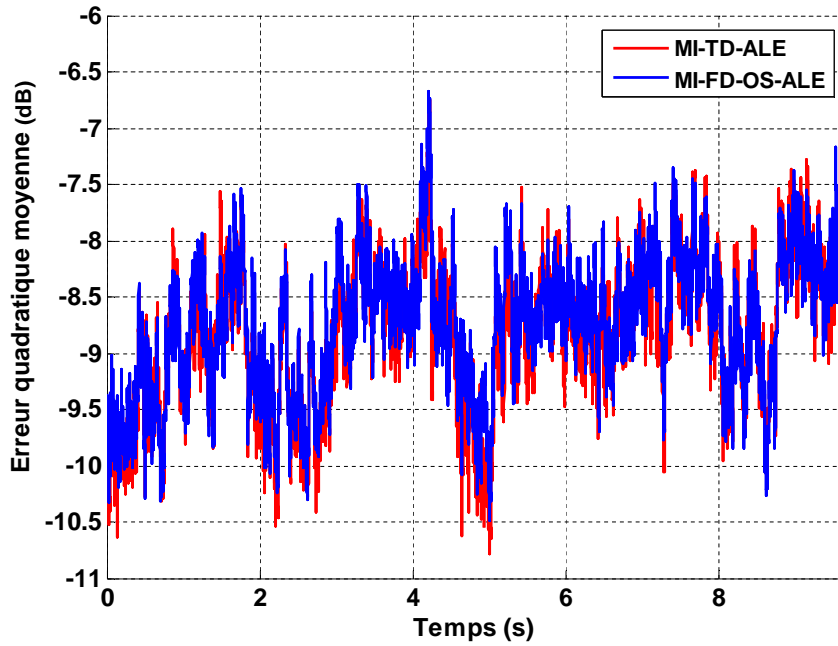
$$MSE(n) = \lambda MSE(n-1) + (1-\lambda) |e_n|^2 \quad (2.77)$$

avec  $\lambda$  un facteur d'oubli proche de 1.



**Figure 2.13** — Évolution de l'erreur quadratique moyenne, expérience A,  $N_R = 4$ , QPSK, débit : 10 kbps,  $d = 1.5$  kilomètres

L'égaliseur MI-FD-OS-ALE est équivalent à l'égaliseur MI-TD-ALE et atteint une valeur MSE d'environ  $-15$  dB. Pour l'expérience B en figure 2.14, le canal est plus sélectif, le MI-FD-OS-ALE atteint une valeur MSE d'environ  $-9$  dB.



**Figure 2.14** — Evolution de l'erreur quadratique moyenne, expérience B,  $N_R = 4$ , QPSK, débit : 10 kbps,  $d = 500$  mètres

Le taux d'erreurs binaires évalué après le décodage du canal est nul sur la durée de la transmission dans les deux expériences A et B. Bien que le canal varie dans le temps d'un symbole à un autre, le traitement adaptatif par bloc en MI-FD-OS-ALE a permis de suivre la variation temporelle du canal et d'atteindre les mêmes performances que le MI-TD-ALE, dans lequel l'adaptation des coefficients de l'égaliseur se fait symbole par symbole. Ainsi, on obtient une moindre complexité en MI-FD-OS-ALE, puisqu'on n'actualise les coefficients de l'égaliseur qu'une seule fois tous les  $N$  symboles. La fluctuation du MSE dans le temps est liée à la variation temporelle du canal.

Afin de montrer l'utilité du traitement multivoie à la réception, nous présentons sur la figure 2.15 l'évolution de la MSE pour l'égaliseur FD-OS-ALE avec un seul hydrophone comparée à l'égaliseur MI-FD-OS-ALE à 4 hydrophones.

Un gain considérable est obtenu par le récepteur à 4 hydrophones par rapport au récepteur mono-hydrophone. Le traitement spatio-temporel améliore le rapport signal sur bruit équivalent en sortie de l'égaliseur de 6 dB. Le traitement multivoies, associé à un contrôle de gain à l'entrée de l'égaliseur, permet de conserver un pas d'adaptation fixe, ce qui assure la stabilité de l'algorithme LMS en mode piloté par décision. A noter que le contrôle de gain permet d'adapter le signal reçu au niveau d'amplitude requis pour l'égalisation. Le processus adaptatif utilisé a montré son efficacité en suivi de la variation temporelle des canaux acoustiques sous-marins dans un contexte de

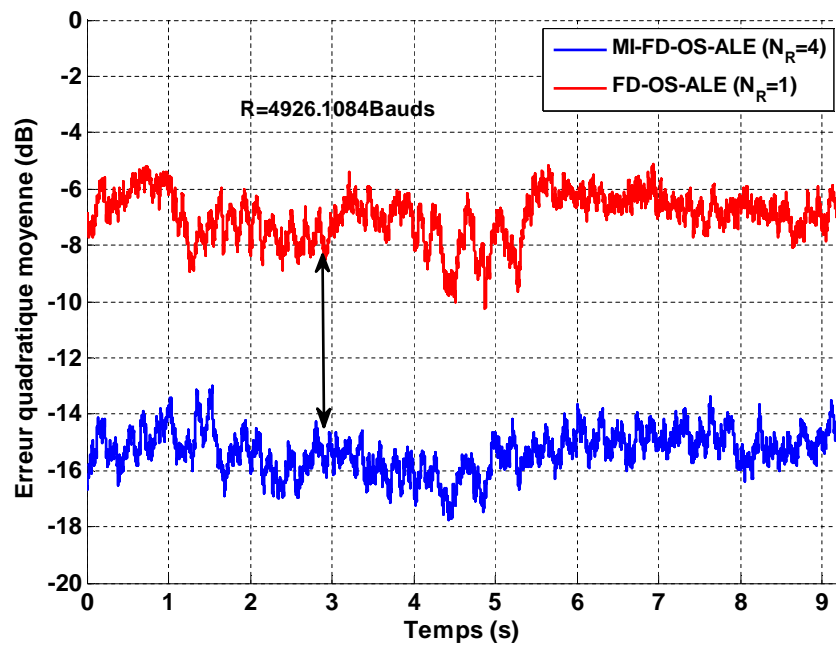
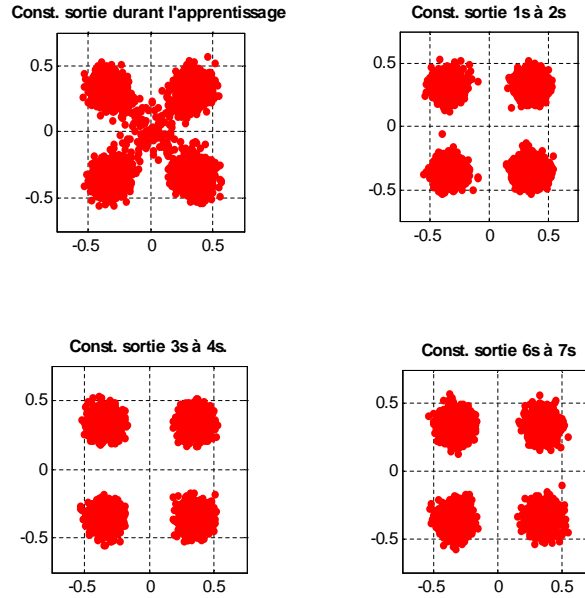


Figure 2.15 — Apport du traitement multivoie à la réception

transmission réelle en mer.

Sur la figure 2.16, nous avons représenté les constellations QPSK en sortie de l'égaliseur multivoie MI-FD-OS-ALE durant l'apprentissage puis durant différentes périodes de la phase de poursuite.





**Figure 2.16** — Évolution de la constellation QPSK égalisée durant la réception

## 2.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé un égaliseur linéaire fréquentiel et adaptatif par bloc en utilisant la technique OS (FD-OS-ALE). Cette structure a été comparée à un égaliseur temporel adaptatif symbole par symbole. Deux approches d'égalisation fréquentielles ont été présentées et comparées : CP-FDE (*cyclic-prefix based frequency-domain equalization*) et OS-FDE (*overlap-and-save based frequency-domain equalization*). La technique OS permet d'éviter les pertes en efficacité spectrale liées à l'insertion de préfixes cycliques. De plus, le traitement adaptatif par bloc, moins complexe qu'une actualisation symbole par symbole, permet aussi de suivre les variations du canal acoustique sous-marin en mode piloté par décisions.

Nous avons aussi proposé une version multivoie de l'égaliseur FD-OS-ALE optimisée conjointement avec la synchronisation de phase. Cette structure a été validée expérimentalement sur des signaux réels suite à des essais en mer dans l'Océan Atlantique effectués par le GESMA. Avant de procéder à l'égalisation, une synchronisation en rythme et en phase, basée sur la technique des corrélations partielles est effectuée afin de compenser l'effet Doppler sur le signal acoustique. Ce travail a fait l'objet d'une publication en conférence internationale *OCEAN Conference*.

### 3.1 Introduction

Lorsque l'on cherche à obtenir un certain niveau de performance, les structures d'égalisation entièrement linéaires peuvent s'avérer insuffisantes. L'égaliseur à retour de décision (*decision feedback equalizer*) (DFE) est la structure non-linéaire la plus communément utilisée. Le DFE présente des performances meilleures que celles d'un égaliseur linéaire [34]. Cependant, lorsque les décisions sont erronées, le DFE subit un phénomène de propagation d'erreur sur sa boucle de retour. Ce phénomène survient lorsque le rapport signal sur bruit est faible. Il existe une seconde structure non-linéaire équivalente au DFE appelée égaliseur prédictif de bruit à retour de décision (*predictive-noise decision feedback equalizer*) (PDFE) [35]. Le PDFE est proposé comme une solution sous-optimale au DFE mais qui limite le phénomène de propagation d'erreurs que subit le DFE à des faibles valeurs de SNR. L'implémentation du DFE ou du PDFE dans le domaine fréquentiel en bloc est confrontée à un problème de causalité [36]. Une implémentation hybride où le filtre-avant est implémenté en bloc dans le domaine fréquentiel et le filtre de retour est implémenté symbole par symbole dans le domaine temporel a été envisagée pour faire face à ce problème [14,37].

Dans [38], l'auteur propose un DFE hybride avec extension des blocs transmis en insérant des intervalles de garde (préfixe cyclique CP ou pseudo-noise PN) ce qui simplifie le récepteur lors de l'utilisation des transformées de Fourier au prix d'une perte en efficacité spectrale. De plus, cet égaliseur est basé sur l'estimation du canal pour le calcul analytique des coefficients des filtres du DFE. L'auteur dans [39] propose la même structure d'égaliseur sans insertion d'intervalles de gardes en utilisant la technique d'overlap-and-save à la réception. Les filtres sont conçus dans le domaine fréquentiel en se basant sur l'estimée du canal. Un DFE hybride adaptatif par bloc basé sur la technique OS est proposé dans [23] où le filtre avant est implémentée dans le domaine fréquentiel par bloc tandis que le filtre de retour est divisé en deux parties, l'une est implémentée dans le domaine temporel et l'autre est implémentée dans le domaine fréquentiel. Afin de réduire le phénomène de propagation d'erreurs que subit le DFE lorsque le rapport SNR est faible, le travail de [40] propose un PDFE hybride avec insertion de CP et suppose une parfaite connaissance du canal; ce qui permet

une formulation analytique de l'égaliseur.

Dans ce chapitre, nous nous affranchissons de l'estimation du canal et nous proposons une version adaptative en bloc de l'égaliseur PDFE hybride de [40] en utilisant la technique OS. La structure proposée est notée HD-OS-APDFE (*hybrid frequency-time domain overlap-and-save adaptive PDFE*). Cette structure est comparée à l'égaliseur DFE hybride adaptatif et aux égaliseurs linéaires cités dans le chapitre 2. Nous montrons que la structure proposée HD-OS-APDFE présente de meilleures performances sur des canaux sélectifs en fréquence et variant dans le temps au détriment d'une complexité supérieure comparée au HD-OS-ADFE. Dans un deuxième temps, nous proposons un égaliseur DFE hybride adaptatif par bloc et optimisé conjointement avec la synchronisation de phase dans un contexte de transmission en canal acoustique sous marin. Ce schéma est comparé à l'égaliseur FD-OS-ALE multivoie proposé au chapitre 2. L'influence de la taille de bloc  $N$  sur les performances est aussi donnée en termes de taux d'erreurs binaires mesurés lors d'essais de transmission réelles en mer dans l'océan atlantique.

## 3.2 Rappel sur l'égalisation non-linéaire à retour de décisions

### 3.2.1 Égalisation temporelle à retour de décision (DFE)

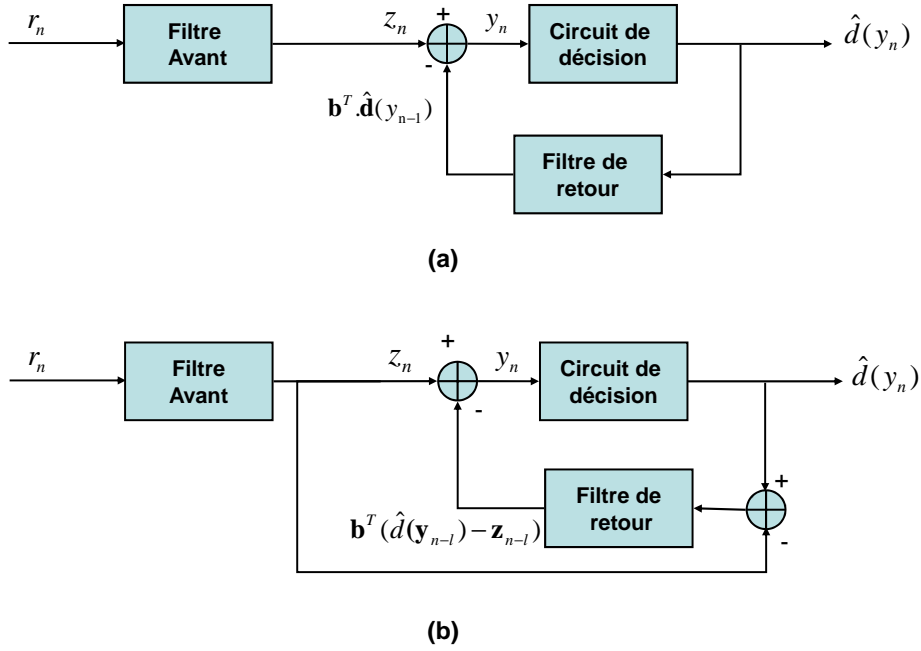
Le schéma de principe du DFE est décrit sur la figure 3.1. (a). La structure DFE est composée de deux filtres : un filtre transverse linéaire appelé aussi le filtre-avant (*feedforward filter*) (FFF) de longueur  $N_{FF}$  et un filtre récursif non-linéaire avec décisions dans la boucle de retour (*feedback filter*) (FBF) de longueur  $N_{FB}$ . La sortie du filtre avant FFF est donnée par l'équation suivante :

$$z_n = \sum_{l=0}^{N_{FF}-1} c_l(n)r_{n-l} \quad (3.1)$$

Les décisions en sortie du circuit de décision viennent alimenter le filtre de retour (FBF). Le filtre de retour est utilisé pour supprimer la partie de l'ISI générée par les symboles passés en faisant intervenir les décisions sur les symboles précédemment détectés. On exprime la sortie de l'égaliseur DFE comme suit :

$$y_n = z_n - \sum_{l=1}^{N_{FB}} b_l(n)\hat{d}(y_{n-l}) \quad (3.2)$$

où  $\mathbf{b}_n$  est le vecteur de coefficients du filtre de retour à l'instant  $nT$ . Lorsque  $\mathbf{b}_n = 0$ , la structure DFE est équivalente à un égaliseur linéaire.



**Figure 3.1** — (a) Égaliseur à retour de décisions DFE. (b) Égaliseur prédictif du bruit à retour de décision PDFE

### 3.2.2 Égalisation temporelle prédictive du bruit à retour de décision (PDFE)

L'égaliseur PDFE est une structure équivalente à l'égaliseur DFE. Elle a été proposée par Belfiore et Park [35]. Le PDFE est illustré sur la figure 3.1. (b). Il est constitué d'un égaliseur linéaire (filtre avant FFF) suivi d'un filtre de retour prédictif de bruit. La sortie du filtre avant est encore modélisée par (3.1). La sortie du PDFE est donnée par l'équation suivante :

$$y_n = z_n - \sum_{l=1}^{N_{FB}} b_l(n) \left[ \hat{d}(y_{n-l}) - z_{n-l} \right] \quad (3.3)$$

Théoriquement, en considérant un filtre transverse (filtre avant) linéaire de longueur infinie, le PDFE présente des performances identiques à celles du DFE. Cependant, pour une longueur finie du filtre transverse, le PDFE est sous-optimal par rapport au DFE [24].

### 3.2.3 DFE vs. PDFE

Le DFE présente des performances supérieures à celles d'un égaliseur linéaire. Pour le DFE conventionnel, les coefficients des filtres FFF et FBF sont optimisés

conjointement pour obtenir une erreur quadratique moyenne minimale. L'inconvénient majeur du DFE est le phénomène de propagation d'erreurs. Quand le rapport SNR est faible, les symboles décidés sont erronés et se propagent à travers le filtre de retour [25]. Dans ce cas, les performances sont fortement dégradées et l'optimisation conjointe est à éviter. Cependant, une optimisation disjointe des deux filtres du DFE conduit à une solution sous-optimale.

Pour le PDFE, l'optimisation des deux filtres qu'elle soit conjointe ou disjointe conduit à la même solution [35]. Une optimisation disjointe des deux filtres permet de réduire le phénomène de propagation d'erreur. La structure PDFE présente l'avantage d'être plus robuste au phénomène de propagation d'erreur que le DFE lorsque le rapport SNR est faible [24].

### 3.3 Égalisation temporelle à retour de décisions par bloc

Le traitement par bloc consiste à égaliser un bloc de  $N$  symboles à la fois. Durant la réception de  $N$  symboles, les vecteurs d'entrées du filtre transverse linéaire (FFF) sont collectés et regroupés dans une matrice de Toeplitz  $\mathbf{R}(k)$  de dimension  $(N \times N_{FF})$  comme suit :

$$\mathbf{R}(k) = \begin{pmatrix} r_{kN} & r_{kN-1} & \cdots & r_{kN-N_{FF}+1} \\ r_{kN+1} & \cdots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \vdots & & & r_{kN} \\ \vdots & & & \vdots \\ r_{kN+N-1} & \cdots & \cdots & r_{kN+N-N_{FF}} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

où  $k$  est l'indice de bloc. Chaque ligne contient  $N_{FF}$  symboles et représente un vecteur d'entrée du filtre FFF pour un symbole reçu. La première colonne de la matrice  $\mathbf{R}(k)$  définit le  $k$ -ième bloc contenant  $N$  symboles  $\mathbf{r}(k)$  :

$$\mathbf{r}(k) = [r_{kN}, r_{kN+1}, \dots, r_{kN+N-1}]^T \quad (3.5)$$

De même, on définit la matrice de Toeplitz  $\mathbf{D}(k)$  contenant les  $N$  vecteurs de symboles décidés à l'entrée du filtre de retour FBF :

$$\mathbf{D}(k) = \begin{pmatrix} \hat{d}(y_{kN-1}) & \cdots & \hat{d}(y_{kN-N_{FB}}) \\ \hat{d}(y_{kN}) & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \hat{d}(y_{kN-1}) \\ \vdots & & \vdots \\ \hat{d}(y_{kN+N-2}) & \cdots & \hat{d}(y_{kN+N-N_{FB}-1}) \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Le bloc égalisé en sortie du DFE s'écrit donc comme suit :

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{z}(k) - \mathbf{D}(k)\mathbf{b}(k), \quad (3.7)$$

avec

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{R}(k)\mathbf{c}(k) \quad (3.8)$$

$\mathbf{c}(k)$  est le  $k$ -ième vecteur de coefficients du filtre avant FFF et  $\mathbf{b}(k)$  est le  $k$ -ième vecteur de coefficients du filtre de retour FBF,

$$\mathbf{c}(k) = [c_0(k), \dots, c_{N_{FF}-1}(k)]^T. \quad (3.9)$$

$$\mathbf{b}(k) = [b_1(k), \dots, b_{N_{FB}}(k)]^T. \quad (3.10)$$

L'équation 3.7 révèle un problème de causalité car le bloc de sortie  $\mathbf{y}(k)$  dépend des éléments futurs qui ne sont pas encore produits. Pour mieux comprendre cela, regardons de plus près cette équation,

$$\begin{bmatrix} y_{kN} \\ y_{kN+1} \\ \vdots \\ y_{kN+N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{kN} \\ z_{kN+1} \\ \vdots \\ z_{kN+N-1} \end{bmatrix} - \begin{pmatrix} \hat{d}(y_{kN-1}) & \cdots & \hat{d}(y_{kN-N_{FB}}) \\ \hat{d}(y_{kN}) & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \hat{d}(y_{kN-1}) \\ \vdots & & \vdots \\ \hat{d}(y_{kN+N-2}) & \cdots & \hat{d}(y_{kN+N-N_{FB}-1}) \end{pmatrix} \begin{bmatrix} b_1(k) \\ b_2(k) \\ \vdots \\ b_{N_{FB}}(k) \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

Les éléments qui se trouvent dans la partie triangulaire supérieure de la matrice  $\mathbf{D}(k)$  sont les décisions sur les symboles du bloc précédent en sortie de l'égaliseur alors que les éléments qui se trouvent dans la partie triangulaire inférieure sont les décisions sur les symboles du bloc courant en sortie de l'égaliseur  $\mathbf{y}(k)$ . Le problème de causalité réside dans le fait que les décisions sur les éléments du bloc courant  $\mathbf{y}(k)$  sont nécessaires pour trouver ces mêmes éléments du bloc  $\mathbf{y}(k)$  mais ne sont pas encore disponibles. Par exemple, dans la matrice  $\mathbf{D}(k)$  l'élément  $\hat{d}(y_{kN})$  est la décision sur le symbole  $y_{kN}$  du bloc courant  $\mathbf{y}(k)$  qu'on cherche à obtenir. Le DFE temporel par bloc ne peut donc pas être implémenté.

Nous nous intéressons à l'implémentation du DFE dans le domaine fréquentiel où l'égalisation se fait bloc par bloc ce qui réduit largement la complexité calculatoire par rapport à version temporelle. Cependant, pour le même problème de causalité, on ne peut pas implémenter le filtre FBF du DFE en bloc. Plusieurs solutions à ce problème ont été proposées dans la littérature. Les auteurs dans [14, 23, 37] proposent un égaliseur DFE hybride où le FFF est implémenté dans le domaine fréquentiel bloc par bloc alors que le FBF est implémenté dans le domaine temporel symbole par symbole. Afin de pouvoir implémenter le DFE complètement dans le domaine fréquentiel bloc par bloc, [41] propose un traitement itératif qui permet de disposer des décisions sur le bloc courant à partir de la seconde itération. La première itération correspond à un égaliseur fréquentiel linéaire. Dans les références [42, 43], il est proposé un DFE

fréquentiel itératif optimisé conjointement avec la synchronisation de la porteuse. Les auteurs dans [44] présentent un FD-DFE itératif pour des transmissions MIMO, en se basant sur un traitement adaptatif pour actualiser les coefficients de l'égaliseur. Cette technique d'égalisation est aussi considérée dans [45] pour des canaux doublement sélectifs (en temps et en fréquence). Cet égaliseur améliore largement les performances à partir de la seconde itération par rapport au DFE hybride au prix d'une complexité calculatoire supplémentaire.

Une autre solution est proposée dans [46]. Elle utilise le principe de maximum de vraisemblance. Le but est de minimiser la distance euclidienne entre les symboles décidés et une séquence de  $M^N$  symboles où  $M$  est l'ordre de modulation et  $N$  est la taille de bloc. Bien qu'efficace, cette solution est caractérisée par une charge de calcul très importante. Elle devient de plus en plus complexe au fur et à mesure que l'ordre de modulation  $M$  augmente mais peut être envisagée pour des modulations à faible nombre d'état tel que BPSK et des blocs de petite taille.

Dans le contexte de réduction de la complexité calculatoire qui est le nôtre, nous nous concentrons sur la définition des versions hybrides du DFE et du PDFE que nous allons présenter dans la section suivante.

## 3.4 Égalisation hybride adaptative

### 3.4.1 Égaliseur DFE hybride adaptatif

Le schéma du DFE hybride adaptatif est donné en figure 3.2. Le filtre avant FFF est implémenté dans le domaine fréquentiel bloc par bloc alors que le filtre de retour est implémenté dans le domaine temporel symbole par symbole [36, 37]. Ceci permet d'éviter le problème de causalité que nous avons expliqué dans la section précédente.

Le filtre FFF qui est implémenté dans le domaine fréquentiel est équivalent à l'égaliseur fréquentiel linéaire défini au chapitre 2. La technique OS est appliquée afin de convertir la convolution circulaire en une convolution linéaire à la réception (cf. chapitre 2).

Le bloc égalisé en sortie du FFF fréquentiel est transformé dans le domaine temporel via la matrice de Fourier inverse. La multiplication par la matrice  $\mathbf{Q}$  (définie en (2.48)) permet de supprimer la partie indésirable du résultat de convolution circulaire. La sortie de ces deux traitements successifs est notée  $\mathbf{z}(k)$  et est égale à :

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{Q}\mathbf{F}^{-1}(\check{\mathbf{R}}(k)\check{\mathbf{c}}(k)). \quad (3.12)$$

Après une conversion parallèle/série, les éléments du bloc  $\mathbf{z}(k)$  passent à travers un circuit de décision et sont filtrés via le FBF symbole par symbole afin de supprimer l'interférence résiduelle due aux décisions passées. La sortie du DFE hybride est donnée

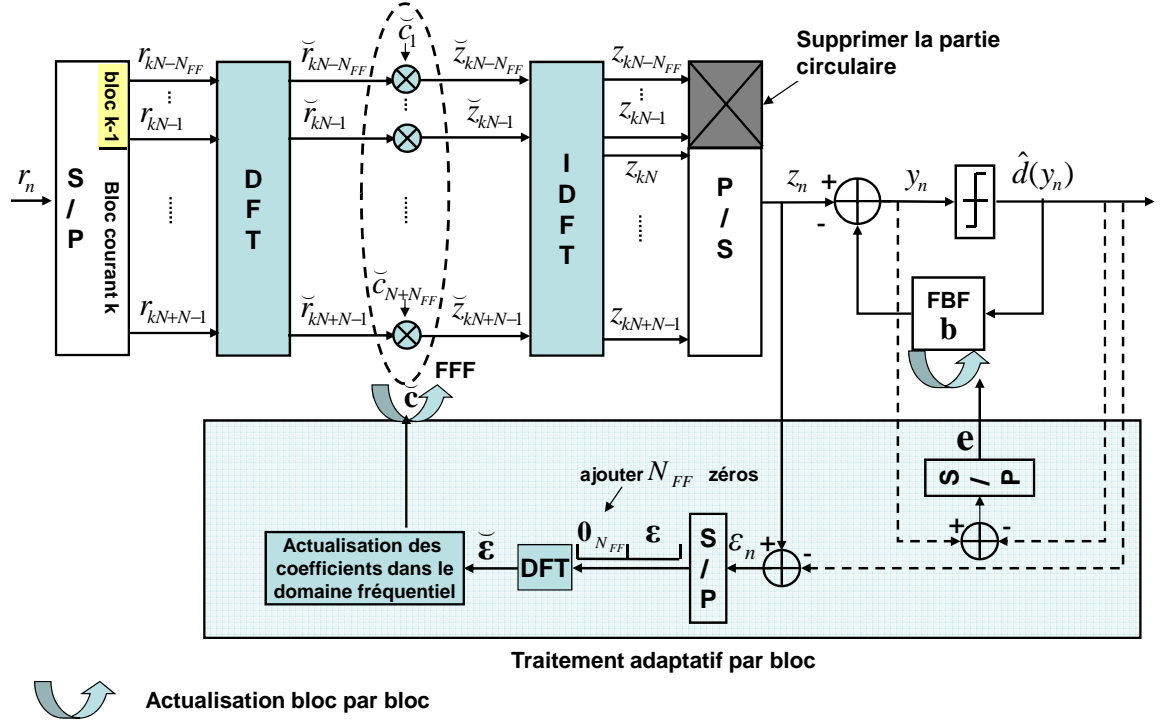


Figure 3.2 — DFE hybride adaptatif par bloc en utilisant la technique OS

par l'équation suivante :

$$y_n = z_n - \sum_{l=1}^{N_{FB}} b_l(n) \hat{d}(y_{n-l}) \quad (3.13)$$

Les filtres FFF et FBF sont actualisés bloc par bloc en utilisant l'algorithme LMS. Les coefficients des filtres FFF et FBF sont constants sur toute la durée d'un bloc et sont actualisés à l'itération bloc suivante. Nous supposons que le canal est stationnaire ou de faible variation temporelle sur la durée d'un bloc. Les deux filtres sont conjointement optimisés en se basant sur le critère MMSE. On définit l'erreur en sortie du DFE hybride :

$$e_n = \begin{cases} y_n - d_n & \text{(phase d'apprentissage)} \\ y_n - \hat{d}\{y_n\} & \text{(phase de poursuite)} \end{cases} \quad (3.14)$$

Les erreurs définies dans l'équation (3.14) sont regroupées par bloc  $\mathbf{e}(k)$  de taille  $N$  auquel on ajoute  $N_{FF}$  zéros selon le principe de la technique OS. Cette augmentation est réalisée en multipliant le bloc  $\mathbf{e}(k)$  par la matrice  $\mathbf{Q}^T$ .

$$\mathbf{e}(k) = [e_{kN}, e_{kN+1}, \dots, e_{kN+N-1}]^T \quad (3.15)$$



On définit le bloc d'erreur dans le domaine fréquentiel  $\check{\mathbf{e}}(k)$  :

$$\check{\mathbf{e}}(k) = \mathbf{F}\mathbf{Q}^T \mathbf{e}(k) \quad (3.16)$$

Le critère MMSE appliqué sur le vecteur d'erreurs  $\check{\mathbf{e}}(k)$  dans (3.16) nous conduit à l'équation d'actualisation bloc par bloc des coefficients du filtre FFF dans le domaine fréquentiel :

$$\check{\mathbf{c}}(k+1) = \check{\mathbf{c}}(k) + \mu_c \mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{F}^{-1} \check{\mathbf{R}}(k)^H \check{\mathbf{e}}(k) \quad (3.17)$$

où  $\mu_c$  est le pas d'adaptation du filtre FFF.

De même, le critère MMSE appliqué sur le bloc d'erreurs  $\mathbf{e}(k)$  dans (3.15) nous conduit à l'équation d'actualisation bloc par bloc des coefficients du filtre FBF dans le domaine temporel :

$$\mathbf{b}(k+1) = \mathbf{b}(k) + \mu_b \mathbf{D}(k)^H \mathbf{e}(k) \quad (3.18)$$

où  $\mu_b$  est le pas d'adaptation du filtre FBF et  $\mathbf{D}(k)$  est la matrice de Toeplitz de dimension  $(N \times N_{FB})$  définie dans (3.6).

### 3.4.2 Égaliseur PDFE hybride adaptatif

Le PDFE hybride adaptatif est donné en figure 3.3. Son implémentation est similaire à celle de l'égaliseur DFE hybride adaptatif définie dans la section précédente. Cependant, nous proposons d'optimiser séparément les deux filtres FFF et FBF en nous basant sur deux erreurs différentes. Le bloc égalisé en sortie du FFF fréquentiel est obtenu selon l'équation (3.12). Après une conversion parallèle/série, les éléments du bloc  $\mathbf{z}(k)$  passent à travers un circuit de décision et sont filtrés via un filtre prédictif de bruit FBF symbole par symbole afin de supprimer l'interférence résiduelle due aux décisions passées. La sortie du PDFE hybride est donnée par l'équation suivante :

$$y_n = z_n - \sum_{l=1}^{N_{FB}} b_l(n) [\hat{d}(y_{n-l}) - z_{n-l}] \quad (3.19)$$

L'erreur définie dans (3.14) servira seulement à optimiser le filtre de retour FBF. Pour le filtre avant FFF, on définit une nouvelle erreur  $\epsilon_n$  qui ne dépend pas de la sortie de l'égaliseur  $y_n$ .

$$\epsilon_n = z_n - \hat{d}(y_n) \quad (\text{pour le filtre FFF}) \quad (3.20)$$

Dans ce cas, l'optimisation du filtre FFF selon l'erreur définie dans (3.20), indépendante de la sortie de l'égaliseur sur laquelle la décision est prise, limite la propagation d'erreurs sur le filtre FFF et réduit la sensibilité du PDFE envers ce phénomène par rapport au DFE.



$$\mathbf{z}(k) = [z_{kN-1}, z_{kN}, \dots, z_{kN+N-2}]^T \quad (3.25)$$

$$\mathbf{Z}(k) = \begin{pmatrix} z_{kN-1} & z_{kN-2} & \cdots & z_{kN-N_{FB}} \\ z_{kN} & \cdots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ \vdots & & & z_{kN-1} \\ \vdots & & & \vdots \\ z_{kN+N-2} & \cdots & \cdots & z_{kN+N-N_{FB}-1} \end{pmatrix}. \quad (3.26)$$

## 3.5 Résultats de simulations

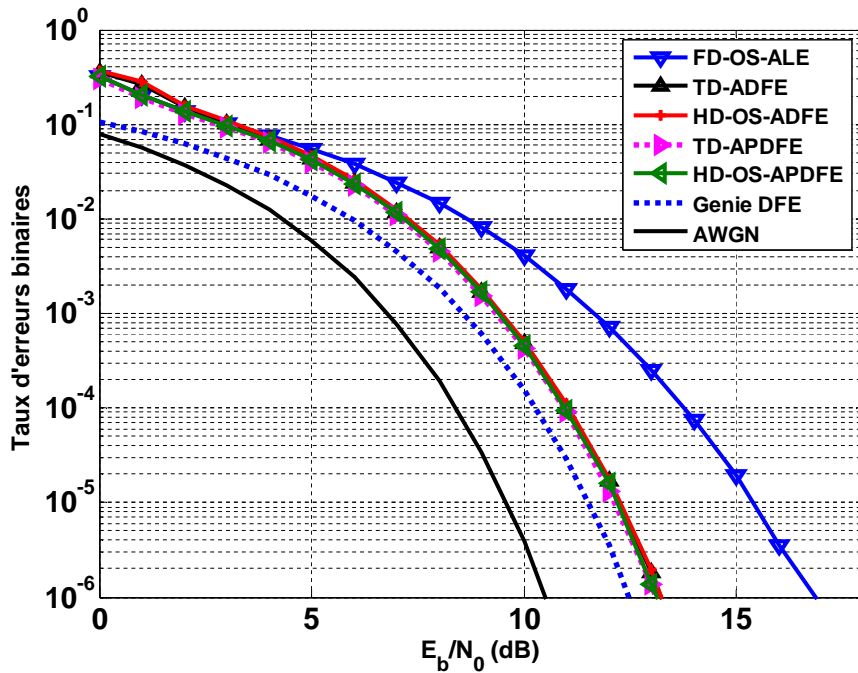
### 3.5.1 Simulations sur canaux sélectifs en fréquence et invariants dans le temps

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulations de différents égaliseurs sur des canaux sélectifs en fréquence et invariants dans le temps. Les performances sont données en termes de taux d'erreurs binaires (BER) en fonction du rapport signal sur bruit  $E_b/N_0$ , où  $E_b$  est l'énergie moyenne reçue par bit et  $N_0$  est la densité spectrale de puissance monolatérale du bruit. Sur les figures 3.4 et 3.5, nous avons tracé le BER de la structure proposée HD-OS-APDFE simulée à travers les modèles de canaux de Porat (cf. chapitre 1) et Proakis B [24] et comparée aux égaliseurs suivants :

- Hybrid frequency-time domain OS-based adaptive DFE (HD-OS-ADFE) : c'est un DFE hybride adaptatif par bloc. Les filtres FFF et FBF sont conjointement optimisés.
- Les bornes inférieures notées Genie LE et Genie DFE. Ces deux bornes correspondent respectivement aux performances d'égaliseurs LE et DFE, supposés idéaux de longueurs infinies utilisant une connaissance parfaite du canal.
- Time-domain adaptive DFE (TD-ADFE) : c'est un DFE temporel et adaptatif symbole par symbole. Les filtres FFF et FBF sont optimisés conjointement.
- Time-domain adaptive PDFE (TD-APDFE) : c'est un PDFE temporel adaptatif symbole par symbole. Les filtres FFF et FBF sont optimisés séparément.
- Frequency-domain cyclic-prefix adaptive linear equalizer (FD-CP-ALE) : c'est un égaliseur fréquentiel linéaire et adaptatif par bloc avec insertion de préfixe cyclique à l'émission.
- Frequency-domain overlap-and-save adaptive linear equalizer (FD-OS-ALE) : c'est un égaliseur fréquentiel linéaire et adaptatif par bloc sans insertion de préfixe cyclique à l'émission. La technique OS est utilisée à la réception.
- La probabilité d'erreurs binaires théorique d'un canal gaussien AWGN.

Les pertes en efficacité spectrale dues à la transmission de CP dans la structure FD-CP-ALE sont considérées dans le calcul de  $E_b/N_0$ . La taille de bloc est fixée à  $N = 64$ . Les pas d'adaptations des filtres FFF et FBF sont identiques et sont fixés

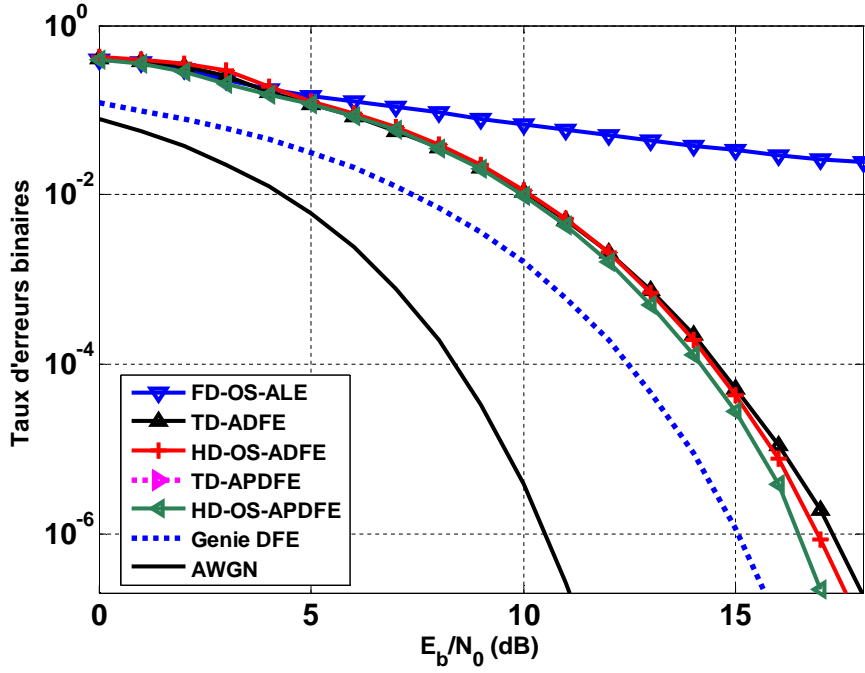
à  $\mu_c = \mu_b = 10^{-3}$ . La longueur du filtre FFF  $N_{FF}$  est égale à la taille de bloc  $N$ . La longueur du filtre FBF est fonction de la longueur du canal en termes de durée symbole  $N_{FB} = L - 1$ . Elle est égale à  $N_{FB} = 4$  et  $N_{FB} = 2$  respectivement pour les canaux de Porat et Proakis B. Les vecteurs  $\check{\mathbf{c}}$  et  $\mathbf{b}$  sont respectivement les coefficients des filtres FFF et FBF et sont initialisés par un vecteur nul. La taille du CP pour l'égaliseur FD-CP-ALE est fixée à  $N_{CP} = 16$ . Une phase d'apprentissage pilotée par les données connues de 80 blocs permet de faire converger l'égaliseur avant de passer en phase de poursuite pilotée par décision. A noter que le BER est évalué sur la phase de poursuite. Les résultats sont moyennés en utilisant une simulation de type *Monte-Carlo*.



**Figure 3.4** — Taux d'erreurs binaires en fonction du rapport  $E_b/N_0$ , modèle du canal : Porat ( $L = 5$ ),  $N = 64$ ,  $N_{FF} = 64$ ,  $L = 5$ ,  $N_{FB} = L - 1 = 4$ , modulation : QPSK, séquence d'apprentissage : 80 blocs

Sur la figure 3.4 où le canal est moyennement sélectif en fréquence, l'égaliseur linéaire FD-OS-ALE est moins performant que les égaliseurs non-linéaires. La structure proposée HD-OS-APDFE présente le même taux d'erreurs binaires que les égaliseurs TD-ADFE, TD-APDFE, HD-OS-ADFE. Elle atteint un BER d'environ  $10^{-4}$  pour un rapport signal à bruit de 11 dB.

Sur la figure 3.5, l'égaliseur FD-OS-ALE est beaucoup moins performant que les égaliseurs non-linéaires, car le canal de Proakis B est très sélectif en fréquence.



**Figure 3.5** — Taux d'erreurs binaires en fonction du rapport  $E_b/N_0$ , modèle du canal : Proakis B ( $L = 3$ ),  $N = 64$ ,  $N_{FF} = 64$ ,  $L = 5$ ,  $N_{FB} = L - 1 = 2$ , modulation : QPSK, séquence d'apprentissage : 80 blocs

La structure proposée HD-OS-APDFE présente le même taux d'erreurs binaires que le TD-APDFE. Les performances du HD-OS-APDFE et du TD-APDFE sont meilleures que celles du HD-OS-ADFE et TD-ADFE. Le gain apporté par le HD-OS-APDFE par rapport au HD-OS-ADFE et TD-ADFE augmente avec le SNR. Pour un BER de  $10^{-6}$ , les gains du HD-OS-APDFE par rapport au HD-OS-ADFE et du TD-ADFE sont respectivement d'environ 0.6 dB et 0.9 dB.

### 3.5.2 Simulations sur canaux sélectifs en temps et en fréquence

Les canaux de transmission sans fils varient dans le temps et sont sélectifs en fréquence. Le signal transmis subit des fluctuations significatives de puissance en raison des évanouissements causés par la propagation multitrajet et l'effet Doppler. Un tel modèle de canal est le canal à évanouissements de Rayleigh. Ce modèle est d'un grand intérêt pour valider les systèmes de communications sans fil avant d'envisager un prototype et des essais en environnement réaliste. Pour générer ce processus d'évanouissement, nous utilisons le modèle statistique de Jakes dans lequel le spectre théorique du Doppler d'un canal à évanouissement de Rayleigh peut être précisément modélisé comme étant la somme d'un certain nombre de sinusoïdes générées aléatoirement [20]. Une transmission continue de données est réalisée sur un canal variant dans le temps.

**TABLE 3.1** — Profil de puissance du canal EQ3-Rayleigh

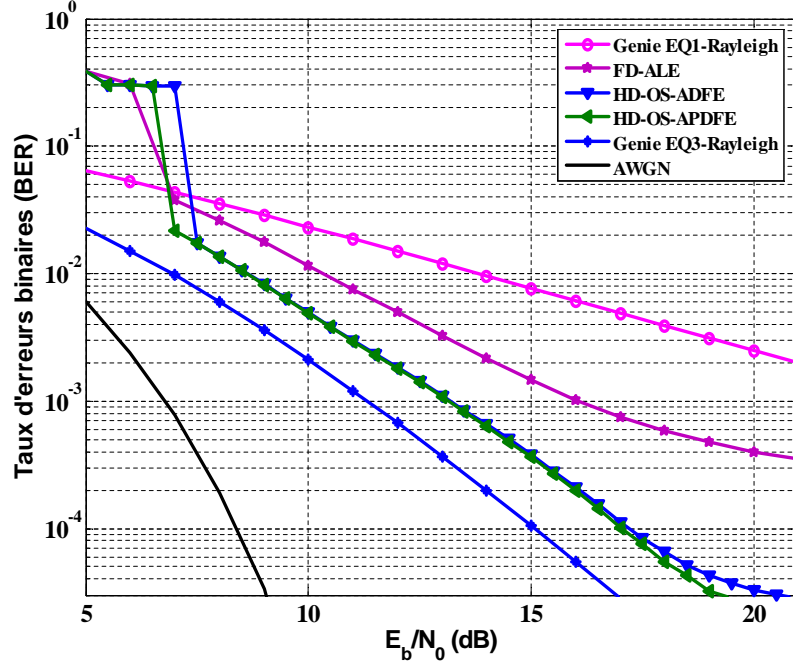
Retard ( $\mu s$ )	puissance relative moyenne (dB)	Distribution
0	0	Rayleigh
0.1	0	Rayleigh
0.2	0	Rayleigh

**TABLE 3.2** — Paramètres de simulation

Fréquence porteuse	$f_c = 17$ kHz
Modulation	QPSK
Vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur	$v = 1$ noeud
Fréquence Doppler maximale	$f_{d_{max}} = 5.55$ Hz
Taille de bloc	64
Longueur du filtre FFF	64
Longueur du filtre FBF	2
Pas d'adaptation	$10^{-3}$
Séquence d'apprentissage	80 blocs

La simulation est réalisée à travers le modèle de canal "equalization test" EQ $x$  où  $x$  est le nombre de trajets ayant la même puissance moyenne [47]. La raison pour laquelle nous avons choisi le modèle EQ $x$  est qu'il permet d'obtenir les bornes inférieures, ce qui facilite la validation des performances. Sur la figure 3.6, nous montrons le taux d'erreurs binaires BER de la structure proposée HD-OS-APDFE en fonction du rapport  $E_b/N_0$  et nous le comparons à celui du HD-OS-ADFE et du FD-OS-ALE. Le modèle de canal pour cette simulation est le EQ3-Rayleigh qui contient 3 trajets. Le profil de puissance de ce canal est donné en tableau 3.1. Nous incluons les courbes Genie EQ1-Rayleigh et Genie EQ3-Rayleigh qui sont des égaliseurs idéaux à longueur infinie où la réponse impulsionnelle du canal est parfaitement connue. Leurs courbes sont tracés à partir de formules analytiques et servent de bornes inférieures [24]. Nous incluons aussi la probabilité d'erreurs binaires théorique du canal gaussien AWGN comme référence. Les paramètres de transmission de cette simulation sont résumés en tableau 3.2 où nous avons essayé de nous rapprocher du contexte de la transmission acoustique sous-marine.

Sur la figure 3.6, les 3 égaliseurs HD-OS-APDFE, HD-OS-ADFE et FD-OS-ALE ne fonctionnent pas en dessous d'un  $E_b/N_0$  de 6 dB (BER d'environ 0.5) et n'arrivent pas à suivre la variation du canal en mode adaptatif piloté par décision. Dans cette zone où le SNR est faible, il y a beaucoup de décisions erronées. Le HD-OS-ADFE souffre le plus de ces décisions erronées. Il faut un  $E_b/N_0$  de 7.5 dB environ pour que le HD-OS-ADFE converge et détecte les données transmises avec un BER d'environ  $10^{-2}$ . L'égaliseur linéaire FD-OS-ALE atteint un BER d'environ  $10^{-1}$  à  $4 \cdot 10^{-2}$  pour un rapport  $E_b/N_0$  allant de 6.5 à 7 dB. La structure que nous avons proposé (HD-OS-APDFE) est moins sensible à la propagation d'erreurs que le HD-OS-ADFE du fait de l'optimisation séparée des filtres FFF et FBF. Le HD-OS-APDFE atteint un BER d'environ  $10^{-2}$  pour  $E_b/N_0 = 7$  dB. Lorsque  $E_b/N_0 = 7.5$  dB, les performances du HD-OS-ADFE rejoignent celles du HD-OS-APDFE. Les deux égaliseurs non linéaires HD-OS-APDFE et HD-OS-ADFE présentent de meilleures performances que



**Figure 3.6** — Taux d'erreurs binaires en fonction du rapport  $E_b/N_0$ , modulation : QPSK, modèle de canal : EQ3-Rayleigh,  $\mu_c = \mu_b = 10^{-3}$ , taille de bloc  $N = 64$ , séquence d'apprentissage : 80 blocs,  $N_{FF} = 64$ ,  $N_{FB} = 2$

l'égaliseur linéaire FD-OS-ALE. L'égaliseur FD-OS-ALE requiert un rapport  $E_b/N_0$  de 10.5 dB pour atteindre un BER d'environ  $2 \cdot 10^{-2}$  à environ 2 dB du HD-OS-APDFE. Cet écart s'élargit davantage lorsque le rapport  $E_b/N_0$ . Le HD-OS-APDFE présente son intérêt par rapport au HD-OS-ADFE à des valeurs élevées du SNR. Pour un BER d'environ  $3 \cdot 10^{-5}$ , le gain du HD-OS-APDFE par rapport au HD-OS-ADFE est d'environ 1 dB. En effet, lorsque les valeurs du SNR sont élevées, les fluctuations de la puissance du signal à l'entrée du récepteur présentent une dynamique importante qui peut légèrement dégrader les performances de l'algorithme adaptatif. Il s'avère qu'une optimisation séparée en HD-OS-APDFE permet de réduire le décrochage qu'on peut constater en HD-OS-ADFE.

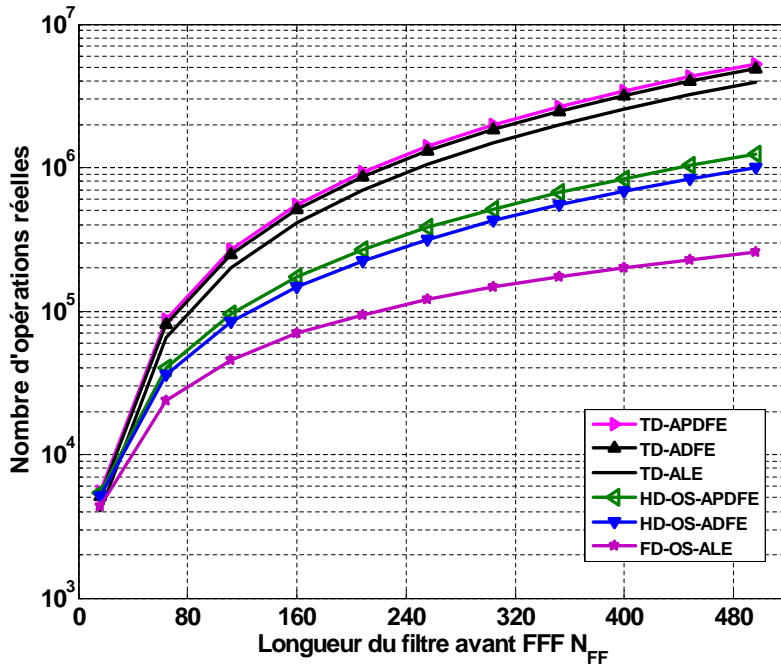
La structure proposée (HD-OS-APDFE) présente de meilleures performances que le HD-OS-ADFE et le FD-OS-ALE. De plus, elle est moins sensible au phénomène de propagation d'erreurs que le HD-OS-ADFE. Nous avons aussi montré que l'adaptation par bloc dans un canal de Rayleigh permet de suivre la variation temporelle dans le canal. Dans la section suivante, nous évaluons la complexité calculatoire de la structure proposée comparée aux autres égaliseurs présentés dans cette section.

### 3.6 Complexité calculatoire

La complexité calculatoire est évaluée en termes de nombres d'opérations réelles par durée symbole (cf. Chapitre 2). Nous prenons les hypothèses suivantes :

- $N_{FF} = 4L$ .
- $N_{FB} = L - 1$ .
- $N = N_{FF}$ .

Sur la figure 3.7, le nombre d'opérations réelles par durée symbole est donné en fonction de la longueur du filtre FFF.



**Figure 3.7** — Nombre d'opérations réelles vs. la longueur du filtre-avant transverse FFF,  $N_{FF} = 4L$

Sur la figure 3.7, nous montrons la complexité calculatoire de différents égaliseurs relativement à  $N$  symboles entrants ce qui correspond à un bloc. Le traitement adaptatif LMS est pris en compte.

Le nombre d'opérations augmente rapidement dans le cas des égaliseurs temporels par rapport aux égaliseurs hybrides et fréquentiels en fonction de  $N_{FF}$  et de  $L$ . Les égaliseurs temporels non-linéaires (TD-ADFE et TD-APDFE) sont plus complexes que le TD-ALE car ils contiennent un filtre supplémentaire (FBF). Le FD-OS-ALE est l'algorithme le moins complexe de par son implémentation entièrement dans le domaine fréquentiel. Le gain en complexité de l'égalisation fréquentielle FDE par



rapport à l'égalisation temporelle TDE est d'autant plus important que la taille du filtre avant augmente. On peut déduire que ce gain en complexité est d'autant plus grand que la dispersion maximale du retard dans le canal augmente. Les égaliseurs hybrides (HD-OS-ADFE et HD-OS-APDFE) sont plus complexes que l'égaliseur fréquentiel linéaire FD-OS-ALE car ils contiennent un filtre supplémentaire FBF implémenté dans le domaine temporel symbole par symbole. L'égaliseur que nous avons proposé (HD-OS-APDFE) est légèrement plus complexe que le HD-OS-ADFE. La complexité calculatoire des égaliseurs fréquentiels et hybrides est d'autant inférieure à celle des égaliseurs temporels que la taille du filtre-avant  $N_{FF}$  (et par conséquent la taille de bloc  $N$ ) augmente.

La structure proposée HD-OS-APDFE présente un bon compromis entre la complexité calculatoire et le taux d'erreurs binaires BER. L'implémentation hybride du PDFE qui contient un filtre FFF implémenté dans le domaine fréquentiel montre son intérêt majeur lorsque la dispersion maximale du retard dans le canal est importante et que le coût de calcul est un enjeu crucial. De plus, la réduction de la complexité algorithmique permet de réduire la consommation énergétique au récepteur.

### 3.7 Résultats d'essais en mer

La configuration de l'expérience est identique à celle décrite au chapitre 2 section 2.8.1. Les paramètres de transmission de cette expérience sont résumés dans le tableau 3.3. Nous proposons un égaliseur HD-OS-ADFE multivoie avec synchronisation de phase conjointe tel que montré figure 3.8. Cette structure est désignée par l'acronyme MI-HD-OS-ADFE. Le choix de l'égaliseur DFE par rapport au PDFE est fait sur la base de la moindre complexité du DFE (cf. figure 3.7). Le risque de propagation d'erreur en DFE, pour des faibles valeurs de SNR, est surmonté par l'utilisation de récepteur à hydrophones multiples afin de bénéficier de la diversité spatiale et fréquentielle et améliorer le SNR équivalent en sortie de l'égaliseur. Sur chaque voie, le filtre FFF fréquentiel est suivi d'une PLL du second ordre dans le but de compenser les décalages fréquentiels résiduels (cf. chapitre 2). Les sorties d'égaliseurs sur les voies multiples sont par la suite combinées avant de passer par un filtre de retour commun FBF. La structure proposée a été testée et validée sur des fichiers issus d'essais de transmissions réels en mer, et comparée à l'égaliseur FD-OS-ALE multivoie. Plusieurs scénarios sont analysés dans la suite.

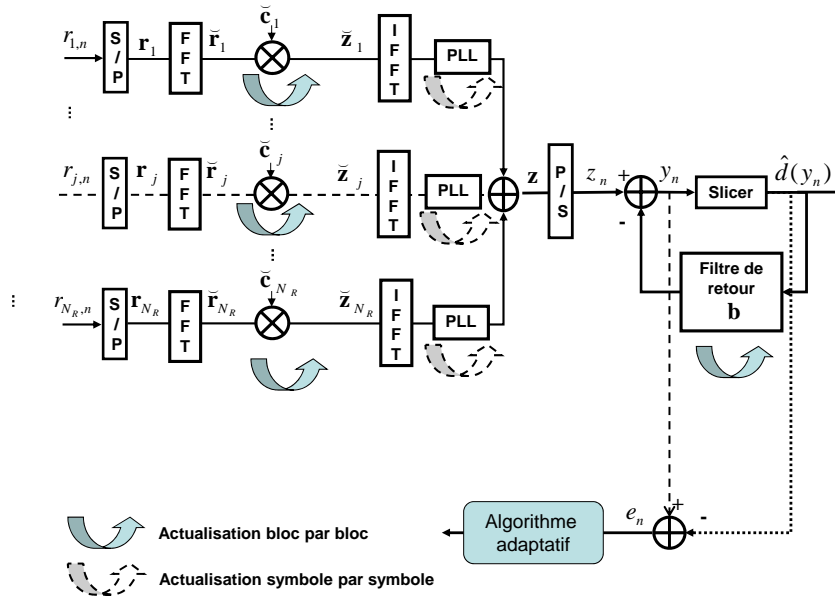
Un code correcteur d'erreurs de type convolutif est utilisé à l'émission. En réception, un décodeur de canal est mis en oeuvre en sortie de l'égaliseur.

#### 3.7.1 Scénario de faibles interférences entre symboles

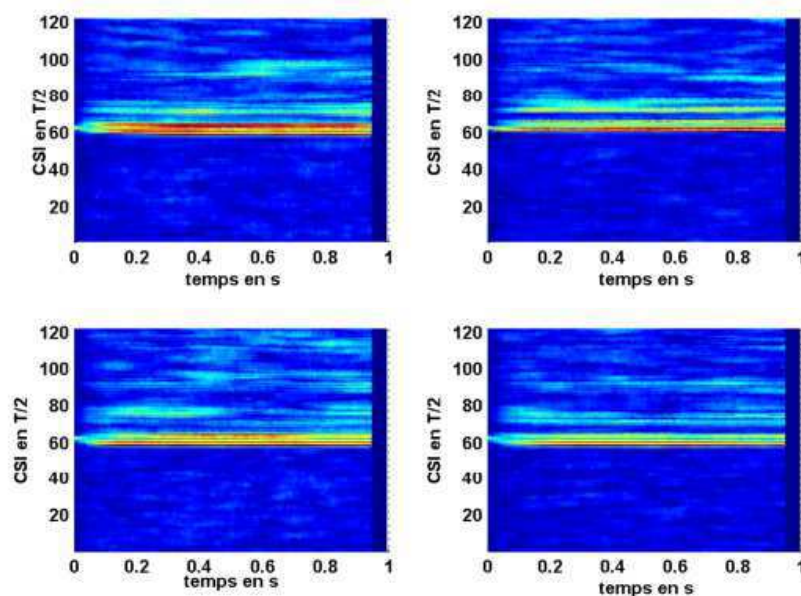
Dans ce premier scénario, le canal est caractérisé par une sélectivité fréquentielle relativement faible. L'estimation de la réponse impulsionnelle du canal relatif à ce scénario est donnée sur la figure 3.9 pour les 4 hydrophones et est représentée dans les domaines du temps et des retards. Cette estimation est réalisée après la synchronisa-

**TABLE 3.3** — Données de paramètres de l'expérience

Nombre de transducteurs	1 (émetteur fixe)
Nombre d'hydrophones $N_R$	4 équidistants de 25 cm (Récepteur mobile)
Vitesse du récepteur	2 noeuds
Distance de transmission	500 m
Modulation	QPSK
Codage canal	Code convolutif de rendement 1/2
Filtre de mise en forme	filtre en racine de cosinus surélevé
Roll-off	0.9
Données transmises	fichier texte
Fréquence porteuse	$f_c = 35$ kHz
Débit binaire	10 kbps
Puissance d'émission	$P_{min} = 173$ dB, $P_{moy} = 179$ dB, $P_{max} = 185$ dB
Tailles de bloc $N$	32, 64, 128, 256, 512, 1024
Longueur du filtre avant $N_{FF}$	$N_{FF} = N$
Longueur du filtre de retour $N_{FB}$	60

**Figure 3.8** — Egaliseur hybride DFE multivoie et adaptatif par bloc

tion du signal reçu en rythme et en phase durant la période d'apprentissage, où toutes les données transmises sont considérées connues à la réception [21]. La puissance de transmission est de 179 dB ref 1  $\mu$ Pa à 1 mètre.



**Figure 3.9** — Estimation de la réponse impulsionnelle du canal acoustique sous marin (Canal A) sur les 4 hydrophones du récepteur

Sur la figure 3.10, nous montrons l'évolution dans le temps de l'erreur quadratique moyenne durant l'expérience A. En sortie de l'égaliseur, le FD-OS-ADFE atteint une valeur MSE d'environ  $-9$  dB et se montre légèrement meilleur que l'égaliseur linéaire FD-OS-ALE. Le traitement adaptatif permet de suivre la variation temporelle du canal. La fluctuation du MSE est liée à la variation temporelle du canal. Il est bien connu que le traitement spatial utilisant 4 hydrophones améliore le rapport signal sur bruit équivalent en sortie de l'égaliseur. Cependant, le gain de diversité fréquentielle apporté par le traitement multivoie réduit le gain apporté par un égaliseur non-linéaire par rapport à un égaliseur linéaire.

### 3.7.2 Scénario de fortes interférences entre symboles

Dans le second scénario, l'interférence entre symboles est plus importante. L'estimation de la réponse impulsionnelle du canal relatif à ce scénario est tracée sur la figure 3.11. Ce canal (canal B) contient plus de multitrajet que le canal A et la dispersion maximale du retard est plus importante. La puissance de transmission est de  $179$  dB ref  $1\mu\text{Pa}$  à  $1$  mètre.

Sur la figure 3.12, nous avons tracé l'évolution dans le temps de l'erreur quadratique moyenne durant l'expérience B. La structure MI-HD-OS-ADFE atteint un MSE d'en-

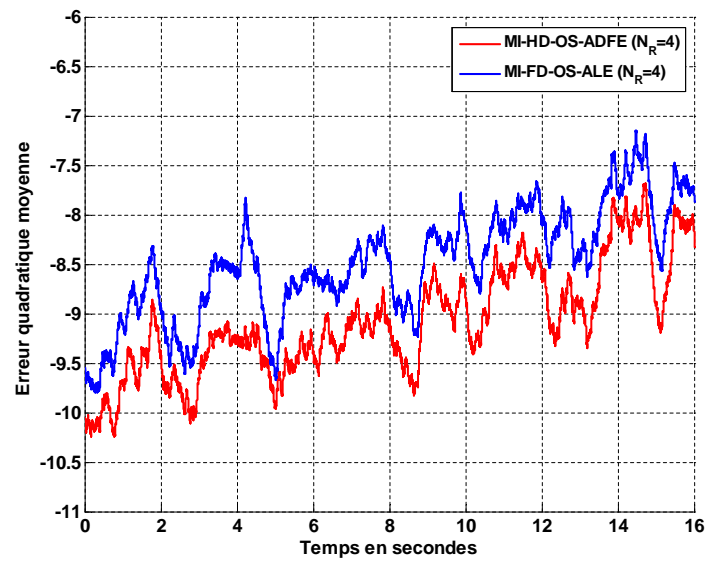


Figure 3.10 — Erreur quadratique moyenne du canal A,  $N = 32$ ,  $\mu_c = \mu_b = 4 \cdot 10^{-3}$

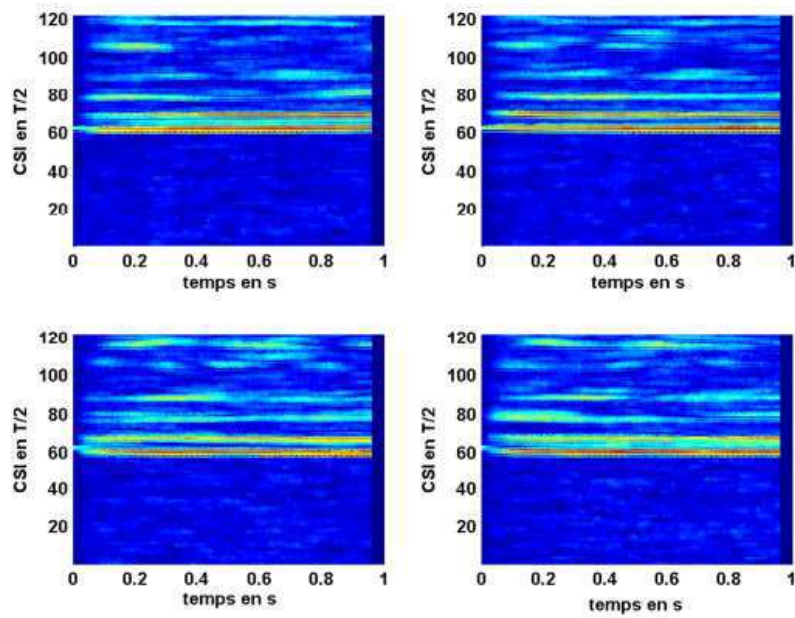
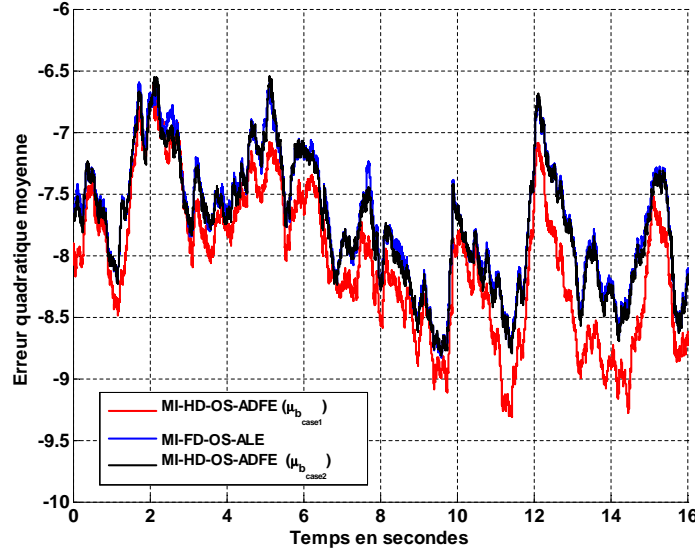


Figure 3.11 — Estimation de la réponse impulsionnelle du canal acoustique sous marin (Canal B) sur les 4 hydrophones du récepteur



**Figure 3.12** — Erreur quadratique moyenne du canal,  $\mu_c = 3. \cdot 10^{-3}$ ,  $\mu_{b_{case1}} = 3. \cdot 10^{-3}$ ,  $\mu_{b_{case2}} = 7. \cdot 10^{-5}$

viron  $-8$  dB. Le SNR équivalent atteint en sortie de l'égaliseur est relativement faible (de  $7$  dB environ). Le BER mesuré après décodage pour le HD-OS-ADFE multivoie est d'environ  $2 \cdot 10^{-2}$  alors que celui atteint par le FD-OS-ALE multivoie est d'environ  $5, 8. \cdot 10^{-3}$ . Ceci est principalement dû au phénomène de propagation d'erreurs que subit le HD-OS-ADFE lorsque le SNR en sortie de l'égaliseur est faible. La propagation d'erreurs à travers le filtre de retour forme des ensembles d'erreurs voisines ce qui ne permet pas au décodeur du canal de corriger toutes les erreurs. Dans ce cas, un bon choix du paramètre d'adaptation du filtre de retour peut réduire l'effet de la propagation d'erreurs. En réduisant la valeur du pas d'adaptation du filtre de retour FBF par rapport à celle du filtre avant FFF, nous avons réussi à corriger toutes les erreurs sur la durée de transmission.

### 3.7.3 Influence de la taille de bloc

Dans cette partie, nous étudions l'influence de la taille de bloc sur les performances en termes de BER mesuré après le décodage du canal. La variation de la taille de bloc  $N$  fait varier aussi la taille du filtre avant car  $N_{FF} = N$ . Lorsqu'on augmente la taille de bloc  $N$ , cela veut dire qu'on actualise moins souvent les coefficients des filtres de l'égaliseur et que les données sont traitées plus rapidement ce qui réduit largement la complexité calculatoire (voir figure 3.7). Mais ceci ne doit pas se faire au prix d'une dégradation des performances de l'égaliseur en termes de BER. Dans les tableaux suivants (Tableaux 3.4 à 3.9 correspondant, dans l'ordre, aux tailles  $N$  suivantes :  $[32, 64, 128, 256, 512, 1024]$ ), nous avons mesuré le taux d'erreurs binaires BER après décodage du canal, pour plusieurs enregistrements de données transmises

**TABLE 3.4** — Mesures du taux d'erreurs binaires BER après décodage du canal pour  $N = 32$ 

Numéro d'enregistrement	Puissance	FD-OS-ALE	HD-OS-ADFE
1	$P_{min}$	0.012	0
2	$P_{moy}$	0	0
3	$P_{max}$	0	0
4	$P_{min}$	0	0
5	$P_{moy}$	0	0
6	$P_{max}$	0.011	0.01
7	$P_{min}$	0	0
8	$P_{moy}$	0	0
9	$P_{max}$	0	0

en continu. La durée de chaque enregistrement est de 20 secondes environ dont la première seconde représente la période d'apprentissage. A noter que le canal UWA ainsi que le bruit changent d'un enregistrement à un autre. Un silence de 1 seconde est inséré entre deux enregistrements consécutifs. Différentes puissances d'émissions sont utilisées ( $P_{min} = 173$ ,  $P_{moy} = 179$  et  $P_{max} = 185$  dB réf.  $1\mu$  Pa à 1 mètre).

**TABLE 3.5** — Mesures du taux d'erreurs binaires BER après décodage du canal pour  $N = 64$ 

Numéro d'enregistrement	Puissance	FD-OS-ALE	HD-OS-ADFE
1	$P_{min}$	0.046	0.015
2	$P_{moy}$	0.023	0.021
3	$P_{max}$	0	0
4	$P_{min}$	0	0
5	$P_{moy}$	0.0032	$10^{-4}$
6	$P_{max}$	0.2	0.03
7	$P_{min}$	0	0
8	$P_{moy}$	0	0
9	$P_{max}$	0	0

**TABLE 3.6** — Mesures du taux d'erreurs binaires BER après décodage du canal pour  $N = 128$ 

Numéro d'enregistrement	Puissance	FD-OS-ALE	HD-OS-ADFE
1	$P_{min}$	0.17	0.16
2	$P_{moy}$	0.12	0.13
3	$P_{max}$	0	0
4	$P_{min}$	0	0
5	$P_{moy}$	0.028	0.024
6	$P_{max}$	0.3	0.3
7	$P_{min}$	0	0
8	$P_{moy}$	0	0
9	$P_{max}$	0	0

**TABLE 3.7** — Mesures du taux d'erreurs binaires BER après décodage du canal pour  $N = 256$ 

Numéro d'enregistrement	Puissance	FD-OS-ALE	HD-OS-ADFE
1	$P_{min}$	0.5	0.5
2	$P_{moy}$	0.4	0.4
3	$P_{max}$	0.003	0
4	$P_{min}$	0.059	0.057
5	$P_{moy}$	0.083	0.082
6	$P_{max}$	0.4	0.38
7	$P_{min}$	0	0
8	$P_{moy}$	0	0
9	$P_{max}$	0.004	0.004

**TABLE 3.8** — Mesures du taux d'erreurs binaires BER après décodage du canal pour  $N = 512$ 

Numéro d'enregistrement	Puissance	FD-OS-ALE	HD-OS-ADFE
1	$P_{min}$	0.5	0.5
2	$P_{moy}$	0.5	0.5
3	$P_{max}$	0.14	0.16
4	$P_{min}$	0.22	0.23
5	$P_{moy}$	0.28	0.28
6	$P_{max}$	0.5	0.5
7	$P_{min}$	0.077	0.077
8	$P_{moy}$	0.056	0.055
9	$P_{max}$	0.068	0.066

Dans l'ensemble, l'égaliseur HD-OS-ADFE multivoie réalise un BER meilleur que celui atteint par le FD-OS-ALE multivoie. L'utilisation d'hydrophones multiples réduit l'écart de performances entre les deux égaliseurs. Cependant, le HD-OS-ADFE multivoie présente une dégradation de performances sur quelques fichiers, ce qui est dû à la propagation d'erreurs lorsque le SNR en sortie de l'égaliseur est relativement faible. Lorsque la taille  $N$  augmente, les performances se dégradent principalement à partir de  $N = 256$ . En effet, cela est dû à la variation temporelle du canal qui devient plus importante au sein du bloc lorsqu'on augmente sa taille. L'augmentation de la puissance n'apporte pas toujours un gain en SNR à la réception ce qui est un phénomène à étudier. Néanmoins, il est à noter que le temps d'augmenter la puissance des données transmises, le canal acoustique sous-marin a varié et la comparaison n'est pas nécessairement légitime.

Un gain considérable en complexité calculatoire peut être obtenu en choisissant des tailles de bloc relativement grandes, au détriment d'une moindre capacité à suivre les variations temporelles du canal, créant une dégradation, parfois sévère, des performances.

**TABLE 3.9** — Mesures du taux d'erreurs binaires BER après décodage du canal pour  $N = 1024$ 

Numéro d'enregistrement	Puissance	FD-OS-ALE	HD-OS-ADFE
1	$P_{min}$	0.5	0.5
2	$P_{moy}$	0.5	0.5
3	$P_{max}$	0.5	0.5
4	$P_{min}$	0.5	0.5
5	$P_{moy}$	0.5	0.5
6	$P_{max}$	0.5	0.5
7	$P_{min}$	0.35	0.32
8	$P_{moy}$	0.16	0.17
9	$P_{max}$	0.22	0.2

### 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé dans un premier temps un égaliseur PDFE hybride et adaptatif par bloc utilisant la technique OS (HD-OS-APDFE) qui permet de réduire la propagation d'erreurs par rapport à l'égaliseur DFE. La structure proposée HD-OS-APDFE présente un bon compromis entre complexité et performances. Ce travail a fait l'objet d'une soumission en revue *IEEE Communications Letters*.

Dans un deuxième temps, nous avons développé un égaliseur DFE hybride multivoie et adaptatif par bloc utilisant la technique OS, dans un contexte de transmissions acoustiques sous marines. La structure proposée HD-OS-ADFE multivoie inclut une synchronisation de phase utilisant des boucles PLLs optimisées conjointement avec l'égaliseur. L'adaptation par bloc permet de suivre les variations du canal acoustique sous-marin en mode piloté par décisions. Ce schéma a été validé sur des signaux réels issus d'essais en mer. L'analyse des performances de la structure proposée a fait l'objet d'une publication en conférence internationale *European Conference on Underwater Acoustics* (ECUA 2013). L'étude de la complexité a été présentée lors de la conférence nationale GRETSI 2013.

Nous avons étudié l'influence de la taille de bloc  $N$  sur les performances. Nous avons montré que la taille  $N$  est un compromis entre la complexité (décroissante quand  $N$  augmente) et la robustesse du lien acoustique (l'efficacité du suivi de la variation temporelle du canal diminue lorsque  $N$  augmente). À la différence des systèmes d'égalisation fréquentielle et hybride basés sur l'insertion du CP à l'émission, l'utilisation de la technique OS dans notre structure permet de faire varier la taille de bloc et la longueur de l'égaliseur à la réception. Ceci offre une certaine flexibilité de paramétrage. De plus, une structure HD-OS-ADFE à taille de bloc et/ou longueur d'égaliseur variable peut s'avérer intéressante pour s'adapter à la variation temporelle du canal afin d'améliorer les performances lorsque  $N$  augmente.





---

# Schéma de transmission SC-FDMA

## mono-utilisateur pour des transmissions acoustiques sous-marines

### 4.1 Introduction

SC-FDMA (*single-carrier frequency-division multiple access*) est une version modifiée de la technique d'accès multiple OFDMA (*orthogonal frequency-division multiple access*). La technique SC-FDMA a été retenue pour les systèmes de communications à haut débit dans les futures générations mobiles [48]. Les performances en termes de complexité et de taux d'erreur binaire du SC-FDMA sont similaires à celles de l'OFDMA. L'avantage du SC-FDMA comparé à l'OFDMA réside dans la réduction de la consommation énergétique à l'émission de par la réduction de la puissance d'émission [49]. Cette réduction est mesurée par le PAPR (*peak-to-average power ratio*). En effet, le SC-FDMA combine les avantages d'efficacité énergétique de la transmission mono-porteuse et de robustesse vis-à-vis de la sélectivité fréquentielle du système OFDMA [50].

Cette propriété énergétique fait du SC-FDMA une technique adaptée à la transmission depuis un terminal mobile qui fonctionne sur batterie à faible durée de vie. SC-FDMA est actuellement adoptée par 3GPP (*3rd generation partnership project*) pour la liaison montante (utilisateur vers station de base) pour la 4-ième génération mobile LTE (*long term evolution*) [51].

Dans les communications acoustiques sous marines, des observatoires, fixés dans le fond marin, utilisent des modems de transmission/réception fonctionnant sur batterie. La durée de vie de leur batterie est un critère important pour leur conception. D'autre part, la robustesse du lien acoustique est éprouvée par la sévérité du canal acoustique sous-marin. Le compromis de "performance-puissance d'émission" nous a donc conduit à tester la technique SC-FDMA en acoustique sous-marine.

Dans ce contexte, Nous proposons un schéma de transmission SC-FDMA mono-utilisateur en mode distribué uniforme pour des transmissions en canal acoustique sous-marin. Pour cet utilisateur unique, les symboles d'informations sont transmis sur  $M$  sous-porteuses dans le domaine fréquentiel, parmi un nombre total  $N$  de sous-porteuses, d'une manière uniformément distribuée. Les sous-porteuses non occupées sont considérées comme des intervalles de garde. Ceci est proposé dans l'objectif de protéger le signal reçu d'éventuels décalages fréquentiels qui peuvent se produire à cause de l'étalement Doppler. Ce schéma sera comparé à un schéma SC-FDE (*single-carrier frequency-domain equalizer*) où l'utilisateur occupe toute la bande passante. Les performances des deux systèmes de transmission seront mesurées en terme de taux d'erreurs binaires.

## 4.2 SC-FDMA vs. OFDMA

### 4.2.1 OFDMA

La transmission OFDM a été proposée pour combattre les perturbations apportées par les canaux à propagation multitrajet. La structure multi-porteuse de l'OFDM transforme le canal sélectif en fréquence large bande en un ensemble de  $N$  sous-canaux adjacents non sélectifs en fréquence où  $N$  est le nombre de sous-porteuses. Chaque sous-porteuse voit un sous canal à évanouissements plats (*flat fading*) [38]. Cependant, l'OFDM est caractérisée par une enveloppe fréquentielle à haut PAPR. Un signal à fort PAPR nécessite des amplificateurs de puissance hautement linéaires pour éviter une distorsion excessive [49]. Pour cela, ces amplificateurs doivent opérer dans une large zone de fonctionnement linéaire avant d'atteindre la puissance crête. Cette contrainte réduit l'efficacité en puissance de la transmission qui est définie comme le rapport entre la puissance d'émission et la puissance consommée. De plus, l'augmentation de la puissance crête de l'amplificateur accroît son coût et sa consommation électrique.

Dans les systèmes de communications à accès multiples, une charge électrique importante est dissipée par l'utilisation de la technique OFDMA ce qui constitue une réelle contrainte sur les terminaux mobiles qui fonctionnent sur batterie. De plus, lorsque les différents terminaux transmettent simultanément vers une station de base (liaison montante), un décalage en fréquence risque de casser l'orthogonalité entre les sous-porteuses allouées à des utilisateurs différents et par conséquent résulte en interférences d'accès multiples.

### 4.2.2 SC-FDMA

Le synoptique de l'émetteur/récepteur du système SC-FDMA est donné figure 4.1. Contrairement à l'OFDMA, les symboles d'information en SC-FDMA sont générés dans le domaine temporel et sont transformés dans le domaine fréquentiel bloc par bloc. Les éléments de chaque bloc sont attribués aux différentes sous-porteuses orthogonales dans

le domaine fréquentiel selon un mode d'allocation donné. À la différence de l'OFDMA, les sous-porteuses sont émises séquentiellement et parallèlement. Cette disposition des sous-porteuses dans le domaine temps-fréquence réduit les fluctuations de l'enveloppe complexe du signal SC-FDMA et par conséquent réduit son niveau du PAPR par rapport à l'OFDMA [48–50]. Le niveau du PAPR varie selon le mode d'allocation des sous-porteuses choisi [52].

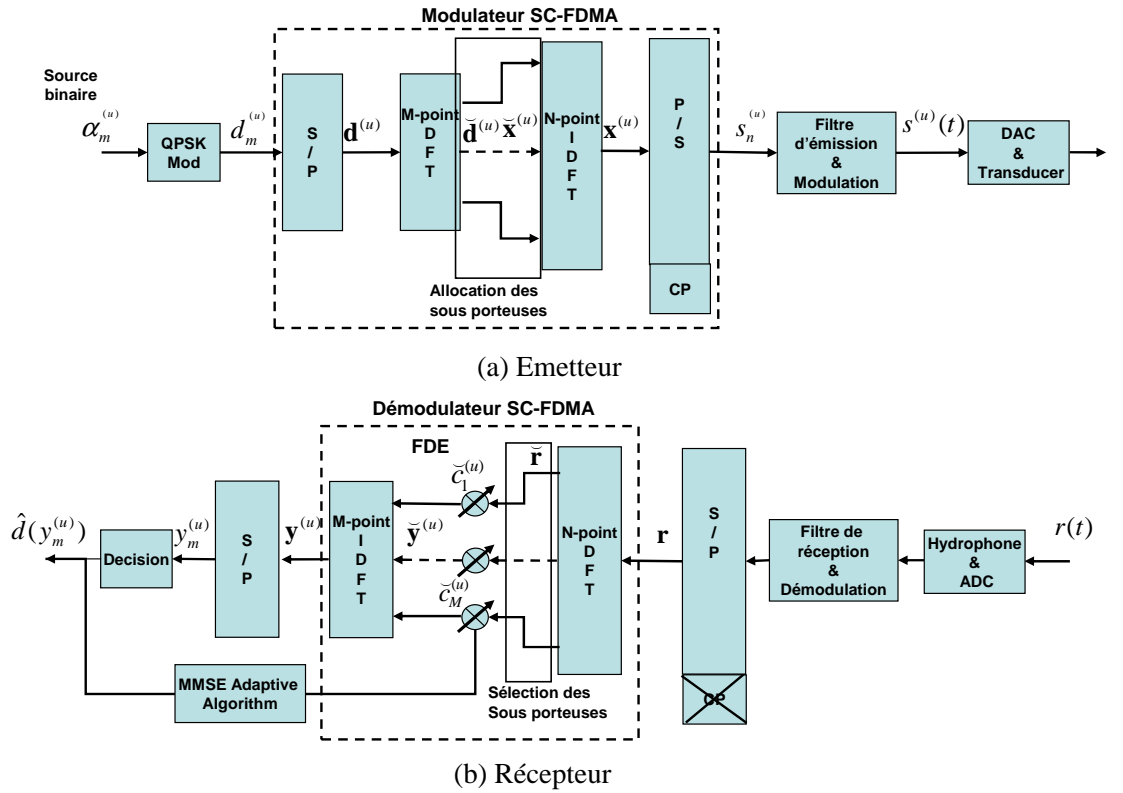


Figure 4.1 — Synoptique de l'émetteur/récepteur du système SC-FDMA

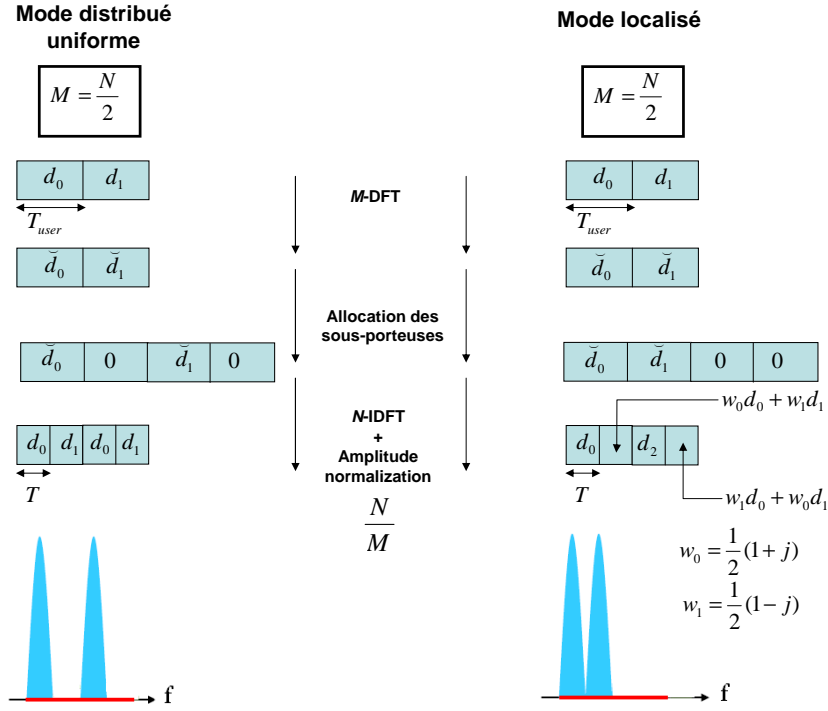
### 4.3 Allocation des sous-porteuses

On dénombre trois modes d'allocation des sous-porteuses par rapport aux symboles d'informations. Soit  $N$  le nombre total de sous-porteuses disponibles dans la bande entière du système SC-FDMA et  $M$  le nombre de sous-porteuses dédiées à un utilisateur.

- Mode localisé : chaque utilisateur occupe un ensemble de  $M$  sous-porteuses adjacentes parmi les  $N$  sous-porteuses.
- Mode distribué : à chaque utilisateur sont attribuées  $M$  sous-porteuses parmi  $N$  d'une manière distribuée. Les sous-porteuses occupées sont dispersées sur la bande passante disponible.

- Mode distribué uniforme : c'est un cas spécial du mode distribué où les  $M$  sous-porteuses occupées sur l'ensemble des  $N$  sous-porteuses sont équidistantes.

La figure Fig. 4.2 illustre un cas d'allocation des sous-porteuses en mode distribué uniforme et en mode localisé.



**Figure 4.2** — Allocation des sous-porteuses : mode distribué uniforme vs. mode localisé

Les symboles transmis en mode distribué sont dispersés sur la bande passante disponible ce qui peut apporter un gain de diversité en fréquence et rendre la transmission robuste contre les évanouissements en fréquence. D'un autre côté, la transmission SC-FDMA en mode localisé peut apporter une diversité d'accès multiple en présence d'évanouissements fréquentiels si chaque utilisateur transmet sur une portion de la bande où les caractéristiques de transmission lui sont favorables (*high channel gain*) [49]. Dans ce cas, la diversité d'accès multiple résulte de l'indépendance des évanouissements entre les différents utilisateurs. Ceci nécessite une allocation des sous-porteuses qui dépend de l'état du canal de transmission CDS (*channel-dependent scheduling*) [49, 53].

## 4.4 Expression mathématique du signal SC-FDMA

Soit  $\{\alpha_m^{(u)}\}$  la séquence binaire à transmettre par l'utilisateur  $u$ .  $\{d_m^{(u)}\}$  sont les symboles d'information modulés dans le domaine temporel et associés à la séquence

binaire  $\{\alpha_m^{(u)}\}$ . Ces symboles sont passés dans un convertisseur série/parallèle pour former des blocs  $\mathbf{d}^{(u)}$  de taille  $M$ .

$$\mathbf{d}^{(u)} = [d_0^{(u)}, \dots, d_{M-1}^{(u)}] \quad (4.1)$$

$\mathbf{d}^{(u)}$  est transformé dans le domaine fréquentiel via une fenêtre DFT de même taille  $M$  :

$$\check{d}_v^{(u)} = \sum_{m=0}^{M-1} d_m^{(u)} e^{-i\frac{2\pi}{M}mv} \quad (v = 0, \dots, M-1) \quad (4.2)$$

Les éléments du bloc  $\check{\mathbf{d}}^{(u)}$  sont alloués à  $M$  sous-porteuses parmi  $N$  selon le mode d'allocation choisi. On note  $\check{\mathbf{x}}^{(u)}$  la séquence de longueur  $N$  issue de l'allocation sur les sous-porteuses. Les allocations des sous-porteuses en mode distribué uniforme et en mode localisé sont respectivement décrites dans (4.3) et (4.4) :

– En mode distribué uniforme :

$$\check{x}_q^{(u)} = \begin{cases} \check{d}_v^{(u)} = \sum_{m=0}^{M-1} d_m^{(u)} e^{-i\frac{2\pi}{M}mv} & \text{pour } q = vU + u \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (4.3)$$

– En mode localisé :

$$\check{x}_q^{(u)} = \begin{cases} \check{d}_v^{(u)} = \sum_{m=0}^{M-1} d_m^{(u)} e^{-i\frac{2\pi}{M}mv} & \text{pour } uM \leq q = v \leq (u+1)M-1 \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (4.4)$$

avec  $u = 0, \dots, U-1$  et  $U$  étant le facteur de partage de la bande passante totale du système SC-FDMA.

$$U = \frac{N}{M} \quad (4.5)$$

A noter que le nombre maximal d'utilisateurs qui peuvent transmettre simultanément est égal à  $U$ .

Une IDFT de taille  $N$  est appliquée pour retourner dans le domaine temporel,

$$x_n^{(u)} = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} \check{x}_q^{(u)} e^{i\frac{2\pi}{N}nq} \quad (\text{pour } n = 0, \dots, N-1) \quad (4.6)$$

En sortie de la transformée IDFT, la durée du symbole  $x_n^{(u)}$ , notée  $T$ , peut être vue comme une compression de la durée du symbole  $d_m^{(u)}$  notée  $T_u$  d'un facteur  $M/N$ . Cette compression dépend du facteur  $U$ .

$$T = \frac{M}{N} T_u = \frac{T_u}{U} \quad (4.7)$$

Autrement dit, la rapidité de modulation de chaque utilisateur est égale au rapport de la rapidité de modulation totale du système SC-FDMA,  $R = 1/T$ , divisé par le

facteur  $U$ .

Un préfixe cyclique CP de taille  $N_{CP}$  est inséré au début de chaque bloc  $\mathbf{x}^{(u)} = [x_0^{(u)}, \dots, x_{N-1}^{(u)}]$ . On rappelle qu'un CP est une copie des  $N_{CP}$  derniers symboles du bloc courant où  $N_{CP}$  est supérieur ou égal à la dispersion maximale du canal multitrajet en termes de durée symbole  $T$ . On définit la durée d'un symbole SC-FDMA comme suit :

$$T_{SC-FDMA} = (N + N_{CP})T \quad (4.8)$$

Une conversion parallèle/série est appliquée et la séquence résultante  $\{s_n^{(u)}\}$  est passée dans un filtre de mise en forme  $g_E(t)$ .

$$s^{(u)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s_n^{(u)} g_E(t - nT) \quad (4.9)$$

Dans la suite, nous allons exprimer mathématiquement un bloc de symboles en sortie du modulateur SC-FDMA en fonction du bloc à l'entrée du modulateur SC-FDMA dans les cas du mode d'allocation distribué uniforme et du mode localisé.

#### 4.4.1 Expression mathématique du signal SC-FDMA en mode distribué uniforme

Prenant la condition  $q = vU + u$  de l'équation (4.3) qui correspond au mode distribué uniforme. Pour simplifier l'écriture des équations, on considère que l'allocation commence à la première sous-porteuse et on pose donc  $u = 0$ . L'équation (4.6) devient ainsi :

$$\begin{aligned} x_n^{(u)} &= \frac{1}{N} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{N} n(vU)} \quad (\text{pour } v = 0, \dots, M-1) \\ &= \frac{1}{U} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{M} nv} \right\} \end{aligned} \quad (4.10)$$

En prenant  $n = Mp + m$  où  $m = 0, \dots, M-1$  et  $p = 0, \dots, U-1$ ,

$$\begin{aligned} x_n^{(u)} &= \frac{1}{U} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{M} (Mp+m)v} \right\} \\ &= \frac{1}{U} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{M} mv} e^{i 2\pi pv} \right\} \\ &= \frac{1}{U} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{M} mv} \right\} \end{aligned} \quad (4.11)$$

d'où

$$\boxed{x_n^{(u)} = \frac{1}{U} d_m^{(u)} \quad (\text{Avec } n = Mp + m)} \quad (4.12)$$

On en déduit que le bloc de symboles  $\mathbf{x}^{(u)}$  de taille  $N$  en sortie de la fenêtre IDFT est une répétition de  $U$  fois le bloc de symboles  $\mathbf{d}^{(u)}$  de taille  $M$  à l'entrée de la DFT. Ce résultat de l'équation (4.12) est illustré sur la figure 4.2 avec  $U = 2$ .

#### 4.4.2 Expression mathématique du signal SC-FDMA en mode localisé

On rappelle la condition de l'équation (4.4),  $q = v$  pour  $uM \leq v \leq (u+1)M - 1$ . Pour des raisons de simplifications, on pose  $u = 0$ , ce qui correspond à une allocation sur les  $M$  premières sous-porteuses parmi un ensemble de  $N$  sous-porteuses disponibles. Avec  $n = Um + p$ ,  $p = 0, \dots, U - 1$ , l'équation (4.6) devient :

$$\begin{aligned} x_n^{(u)} &= \frac{1}{N} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{N} nv} \\ &= \frac{1}{U} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{N} (Um+p)v} \right\} \\ &= \frac{1}{U} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{M} (m+p)v} \right\} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Pour  $p = 0$ ,

$$x_n^{(u)} = \frac{1}{U} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{M} mv} \right\} \quad (4.14)$$

d'où

$$x_n^{(u)} = \frac{1}{U} d_m^{(u)} \quad (\text{pour } n = Um \text{ avec } m = 0, \dots, M - 1) \quad (4.15)$$

Pour  $p \neq 0$ ,

$$\begin{aligned} x_n^{(u)} &= \frac{1}{U} \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{M} mv} e^{i \frac{2\pi}{N} pv} \\ &= \frac{1}{U} \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \left\{ \sum_{t=0}^{M-1} d_t^{(u)} e^{-i \frac{2\pi}{M} tv} \right\} e^{i \frac{2\pi}{M} mv} e^{i \frac{2\pi}{N} pv} \\ &= \frac{1}{U} \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \sum_{t=0}^{M-1} d_t^{(u)} e^{i \frac{2\pi}{M} (m-t+\frac{p}{U})v} \\ &= \frac{1}{U} \frac{1}{M} \sum_{t=0}^{M-1} d_t^{(u)} \sum_{v=0}^{M-1} \left\{ e^{i \frac{2\pi}{M} (m-t+\frac{p}{U})v} \right\}^v \end{aligned} \quad (4.16)$$

En se basant sur l'écriture mathématique du terme général d'une série géométrique, (4.16) devient pour  $n = Um + p$  et  $p \neq 0$ ,



$$x_n^{(u)} = \frac{1}{U} (1 - e^{i2\pi \frac{p}{U}}) \frac{1}{M} \sum_{t=0}^{M-1} d_t^{(u)} \frac{1}{1 - e^{i\frac{2\pi}{M}(m-t+\frac{p}{U})}} \quad (\text{pour } n = Um + p, p = 1, \dots, M-1) \quad (4.17)$$

Les symboles  $x_n^{(u)}$  sont des combinaisons linéaires des symboles  $d_t^{(u)}$ . Comparé au mode distribué uniforme, la diversité temporelle qui résulte du mode d'allocation localisé est supérieure. Cependant, le niveau du PAPR est augmenté par rapport au mode distribué uniforme [52]. Ce résultat de l'équation (4.17) est illustré sur la figure 4.2 avec  $U = 2$ .

## 4.5 Récepteur SC-FDMA

### 4.5.1 Modèle mathématique en canal AWGN : cas du mode distribué uniforme

Dans cette section, nous considérons une transmission SC-FDMA dans le modèle équivalent en bande de base sur un canal AWGN. L'objectif est d'écrire l'expression de la probabilité d'erreur binaire pour le  $u$ -ième utilisateur en fonction du rapport signal sur bruit  $E_b/N_0$ .

La longueur de la réponse impulsionnelle du canal  $L = 1$ . Il en résulte que le signal émis par l'utilisateur  $u$  ne contient pas de CP. Sur un symbole SC-FDMA, l'équation (4.9) peut s'écrire comme suit :

$$s^{(u)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n^{(u)} g_E(t - nT) \quad (4.18)$$

On suppose que le filtre d'émission  $g_E(t)$  est un filtre en racine de cosinus surélevé. Soit  $g_R(t)$  le filtre de réception adapté à la forme d'onde émise  $g_E(t)$  et à l'instant d'échantillonnage optimal. Le signal reçu, provenant de  $N_u$  utilisateurs, s'écrit comme suit :

$$r(t) = \left( \sum_{u=0}^{N_u-1} s^{(u)}(t) + \eta(t) \right) * g_R(t) \quad \text{sur } [0, NT[ \quad (4.19)$$

où  $\eta(t)$  est le bruit blanc à l'entrée du récepteur.

$$r(t) = \sum_{u=0}^{N_u-1} \sum_{k=0}^{N-1} x_k^{(u)} cs(t - kT) + w(t) \quad (4.20)$$

avec  $cs(t) = (g * g_r)(t)$  et  $w(t) = (\eta * g_r)(t)$ . On définit l'instant d'échantillonnage  $t = nT + t_0$  où  $t_0$  est l'instant initial d'échantillonnage. On pose  $r_n = r(t_0 + nT)$ . Alors :

$$r_n = \sum_{u=0}^{N_u-1} x_n^{(u)} cs(t_0) + \sum_{u=0}^{N_u-1} \sum_{p \neq 0} x_{n-p}^{(u)} cs(t_0 + pT) + w_n \quad (4.21)$$

A l'instant optimal d'échantillonnage,  $cs(t_0) = 1$  et  $cs(t_0 + pT) = 0$  pour  $p \neq 0$ . Nous pouvons donc écrire :

$$r_n = \sum_{u=0}^{N_u-1} x_n^{(u)} + w_n \quad (4.22)$$

Après la formation du bloc  $\mathbf{r} = [r_0, \dots, r_{N-1}]$  de taille  $N$ , l'application d'une DFT de taille  $N$  permet de séparer les utilisateurs grâce à la propriété d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Soit  $\check{\mathbf{r}}$  la sortie de la  $N$ -DFT. Le  $q$ -ième élément de  $\check{\mathbf{r}}$  s'écrit ainsi :

$$\begin{aligned} \check{r}_q &= \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-i\frac{2\pi}{N}nq} \quad (q = 0, \dots, N-1) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{u=0}^{N_u-1} x_n^{(u)} e^{-i\frac{2\pi}{N}nq} + \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-i\frac{2\pi}{N}nq} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Pour l'utilisateur  $u$ , seules les sous-porteuses qui lui ont été allouées sont considérées. Notons  $\check{\mathbf{z}}^{(u)}$  la séquence de taille  $M$  correspondante. En posant  $q = vU$ , la sélection des sous-porteuses allouées à l'utilisateur  $u$  est définie par l'équation suivante :

$$\check{z}_v^{(u)} = \check{r}_{vU+u} \quad \text{pour } v = 0, \dots, M-1 \quad (4.24)$$

L'application d'une IDFT de taille  $M$  sur  $\check{\mathbf{z}}^{(u)}$  fournit  $\mathbf{z}^{(u)}$  donnée par :

$$\begin{aligned} z_m^{(u)} &= \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{z}_v^{(u)} e^{i\frac{2\pi}{M}mv} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{r}_{vU+u} e^{i\frac{2\pi}{M}mv} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \sum_{u'=0}^{N_u-1} \check{x}_{vU+u'}^{(u')} e^{i\frac{2\pi}{M}mv} + \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{w}_{vU+u} e^{i\frac{2\pi}{M}mv} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{x}_{vU+u}^{(u)} e^{i\frac{2\pi}{M}mv} + \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{w}_{vU+u} e^{i\frac{2\pi}{M}mv} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{d}_v^{(u)} e^{i\frac{2\pi}{M}mv} + \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{w}_{vU+u} e^{i\frac{2\pi}{M}mv} \end{aligned} \quad (4.25)$$

On en déduit :

$$z_m^{(u)} = d_m^{(u)} + \tilde{w}_m \quad (4.26)$$

avec

$$\tilde{w}_m = \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{w}_{vU+u} e^{i\frac{2\pi}{M}mv} \quad (4.27)$$

où  $\tilde{w}_m$  est le bruit résultant en sortie du démodulateur SC-FDMA, centré et de variance  $\sigma_w^2 = U\sigma_w^2$  (voir annexe B). Le démodulateur SC-FDMA agit sur le bruit comme un multiplicateur de sa variance par le facteur  $U$ . L'expression de la probabilité d'erreur

binaire en fonction du rapport  $E_s^{(u)}/N_0$  est donnée par l'équation suivante (voir Annexe A) :

$$Pe^{(u)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_s^{(u)}}{N_0} U} \quad (4.28)$$

où  $E_s^{(u)}$  est l'énergie moyenne reçue par symbole et transmise par l'utilisateur  $u$  et  $N_0$  est la densité spectrale de puissance monolatérale du bruit.

Lorsque  $U = 1$ , cela correspond à une transmission mono-porteuse SC-FDE ou l'utilisateur occupe toute la bande passante ( $M = N$ ). On note que pour un schéma de transmission SC-FDMA avec  $U > 1$ , on obtient un gain en SNR égal à  $10 \log_{10}(U)$  dB par utilisateur, par rapport à une transmission SC-FDE. La relation suivante est vérifiée (voir Annexe A)

$$E_s^{(u)} = \log_2(m) \frac{1}{U} E_b^{(u)} \quad (4.29)$$

où  $E_b^{(u)}$  est l'énergie moyenne reçue par bit et transmise par l'utilisateur  $u$ . Cette relation est utilisée pour évaluer le rapport  $E_b/N_0$  sur les figures de simulations ci-dessous.

#### 4.5.2 Egalisation FDE en canal sélectif en fréquence

Le signal en sortie du filtre équivalent du canal et à l'entrée du récepteur peut être décrit comme suit :

$$r_n = \sum_{u=0}^{N_u-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(u)}(n) s_{n-l}^{(u)} + w_n \quad (4.30)$$

où  $w_n$  est le bruit blanc additif gaussien (AWGN) centré de variance  $\sigma_w^2$  et  $\{h_l^{(u)}(n)\}$  sont les  $L$  coefficients du canal multitrajet variant dans le temps à l'instant  $nT$  et associé à l' $u$ -ième utilisateur. Le signal reçu est le résultat de la superposition des signaux transmis par les différents utilisateurs au nombre de  $N_u$ .

Les symboles reçus  $\{r_n\}$  sont regroupés en blocs  $\mathbf{r}$  de taille  $N$  après suppression des préfixes cycliques. Une DFT est appliquée bloc par bloc résultant en  $N$  flux orthogonaux permettant ainsi de séparer les  $N_u$  utilisateurs dans le domaine fréquentiel. Pour chaque utilisateur, une opération de sélection des sous-porteuses qui lui sont allouées est effectuée en supposant que le récepteur connaît le mode d'allocation qui a été considéré à l'émission.

On rappelle que l'insertion du préfixe cyclique à l'émission produit une convolution circulaire entre le signal transmis  $s^{(u)}(t)$  et la réponse impulsionnelle du canal  $h(t)$ . Cette propriété circulaire du signal reçu résultant  $r(t)$  combinée à la structure fréquentielle du schéma de transmission SC-FDMA fait de l'égalisation fréquentielle, basée sur l'insertion de CP, la meilleure alternative à l'égalisation temporelle traditionnelle [14].

Après la sélection des sous-porteuses relatives à l'utilisateur  $u$  dans le domaine fréquentiel, un égaliseur fréquentiel linéaire, de type FD-CP-ALE (voir chapitre 2), et basé sur le critère MMSE, permet de compenser l'interférence entre symboles. L'indice  $k$  est utilisé dans la suite pour indiquer le bloc courant. On note  $\check{\mathbf{z}}^{(u)}$  le bloc de taille  $M$  relatif à l'utilisateur  $u$ .

$$\check{\mathbf{y}}^{(u)}(k) = \check{\mathbf{R}}^{(u)}(k)\check{\mathbf{c}}^{(u)}(k) \quad (4.31)$$

où  $\check{\mathbf{R}}^{(u)}(k)$  est une matrice diagonale contenant les  $M$  éléments du bloc courant  $\check{\mathbf{z}}^{(u)}(k)$  relatif à l'utilisateur  $u$

$$\check{\mathbf{R}}^{(u)}(k) = \text{diag}(\check{\mathbf{z}}^{(u)}(k)) \quad (4.32)$$

$\check{\mathbf{c}}^{(u)}(k)$  est le vecteur de coefficients de l'égaliseur fréquentiel linéaire de l'utilisateur  $u$ .

Les coefficients de l'égaliseur sont calculés dans le domaine fréquentiel et sont actualisés bloc par bloc en utilisant l'algorithme adaptatif LMS. Ceci veut dire que les coefficients de l'égaliseur sont gardés constants sur toute la durée du bloc de symboles. Un préambule est inséré au début de la trame émise pour permettre au traitement adaptatif LMS de converger. On appelle cette première étape le mode supervisé (data-aided mode) (DA). Ensuite, l'algorithme est piloté par ses propres décisions sur toute la durée de la trame. Cette étape est appelée le mode de poursuite (decision directed mode) (DD) où l'égaliseur suit la variation temporelle du canal. On définit l'erreur bloc à minimiser dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$\check{\mathbf{e}}^{(u)}(k) = \check{\mathbf{R}}^{(u)}(k)\check{\mathbf{c}}^{(u)}(k) - \check{\mathbf{D}}^{(u)}(k) \quad (4.33)$$

où  $\check{\mathbf{D}}^{(u)}(k)$  est une matrice diagonale contenant les  $M$  éléments du bloc de symboles du préambule  $\check{\mathbf{d}}^{(u)}(k)$  durant le mode supervisé (DA) et les  $M$  éléments du bloc de décision en sortie de l'égaliseur  $\hat{d}\{\check{\mathbf{y}}^{(u)}(k)\}$  durant le mode de poursuite (DD).  $\hat{d}\{\cdot\}$  étant la fonction de décision.

$$\check{\mathbf{D}}^{(u)}(k) = \begin{cases} \text{diag}(\check{\mathbf{d}}^{(u)}(k)) & \text{mode supervisé (DA)} \\ \text{diag}(\hat{d}\{\check{\mathbf{y}}^{(u)}(k)\}) & \text{mode de poursuite (DD)} \end{cases} \quad (4.34)$$

La minimisation de l'erreur quadratique moyenne par rapport au vecteur  $\check{\mathbf{c}}^{(u)}(k)$  nous a conduit à l'équation d'actualisation suivante (se référer au chapitre 2 pour plus de détails) :

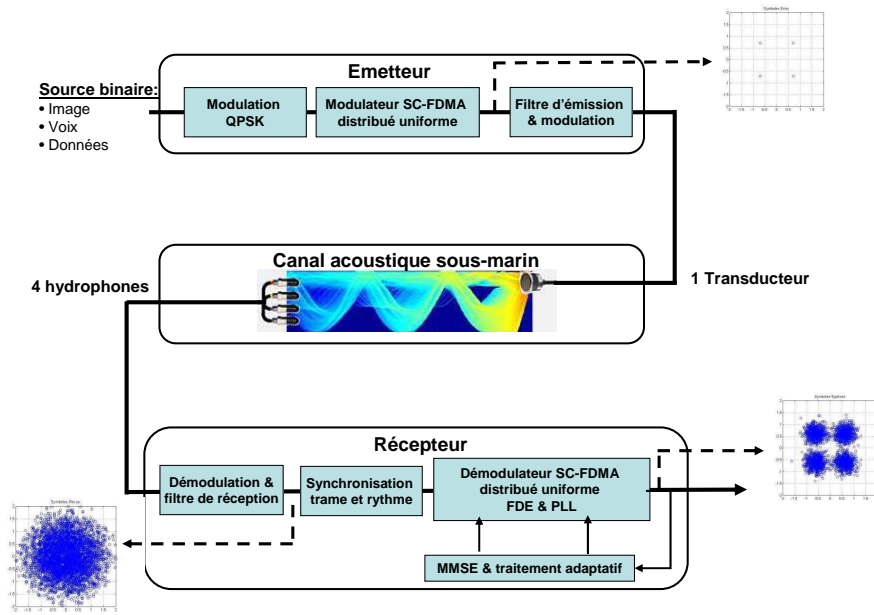
$$\check{\mathbf{c}}^{(u)}(k+1) = \check{\mathbf{c}}^{(u)}(k) - \mu \check{\mathbf{R}}^{(u)H}(k)\check{\mathbf{e}}^{(u)}(k) \quad (4.35)$$

où  $\mu$  est le pas d'adaptation.

## 4.6 Système SC-FDMA mono-utilisateur en mode distribué uniforme : Transmission en canal acoustique sous-marin

### 4.6.1 Contexte de l'étude

Le canal acoustique sous-marin est caractérisé par une forte variation temporelle qui génère un effet Doppler assez important. Ainsi, un éventuel décalage fréquentiel dû à cet effet Doppler risque de casser l'orthogonalité entre les sous-porteuses d'informations dans des systèmes de transmissions tels que l'OFDMA. La transmission SC-FDMA, bien que moins concernée par ce risque que l'OFDMA, car les symboles sont générés dans le domaine temporel, est tout de même basée sur ce principe d'orthogonalité entre les utilisateurs.



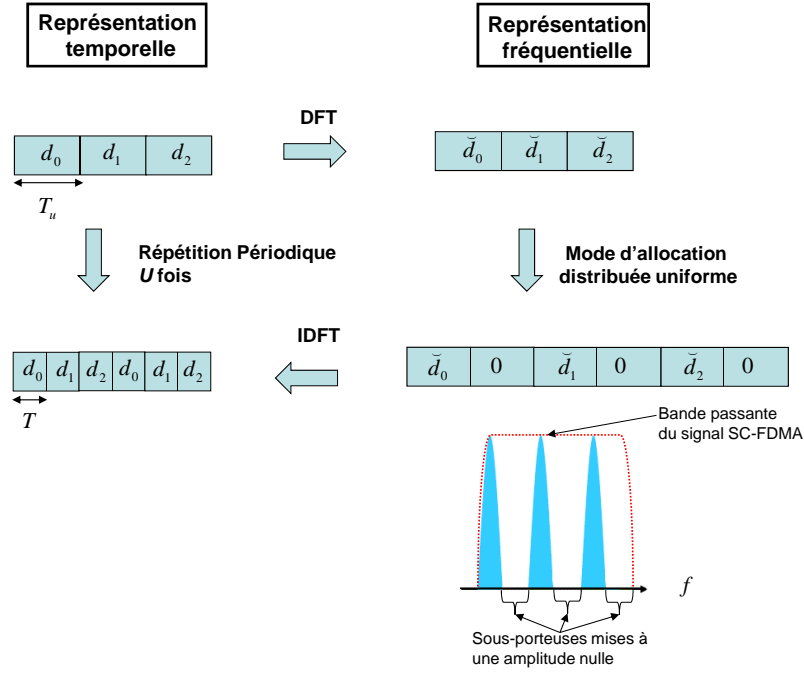
**Figure 4.3** — Chaîne de transmission SC-FDMA en canal acoustique sous-marin

Un système de transmission SC-FDMA en mode distribué uniforme dans un scénario mono-utilisateur pour une transmission en canal acoustique sous-marin est proposé dans la suite. Le schéma de transmission est décrit sur la figure 4.3.

L'utilisateur unique occupe une partie de la bande passante et les sous-porteuses qui lui sont allouées sont uniformément distribuées sur la bande entière. Ainsi, entre deux sous-porteuses successivement occupées sont insérées  $U - 1$  sous-porteuses

nulles servant d'intervalle de garde fréquentiel afin de prévenir le signal transmis d'un éventuel décalage Doppler. Ce schéma de transmission est comparé à un système de transmission SC-FDE où toute la bande est occupée. L'égalisation fréquentielle adaptative par bloc est considérée au récepteur pour suivre la variation temporelle du canal. Les performances sont mesurées en termes de BER. Le calcul du BER n'inclut pas la période d'apprentissage (préambule). Les pertes en efficacité spectrale, dues à la transmission des préfixes cycliques et de la séquence d'apprentissage, ne sont pas incluses dans l'évaluation du rapport  $E_b/N_0$ .

Sur la figure 4.4, un exemple de mode d'allocation distribué uniforme est donné pour un symbole SC-FDMA avec  $M = 3$ ,  $U = 2$  et  $N = 6$ .

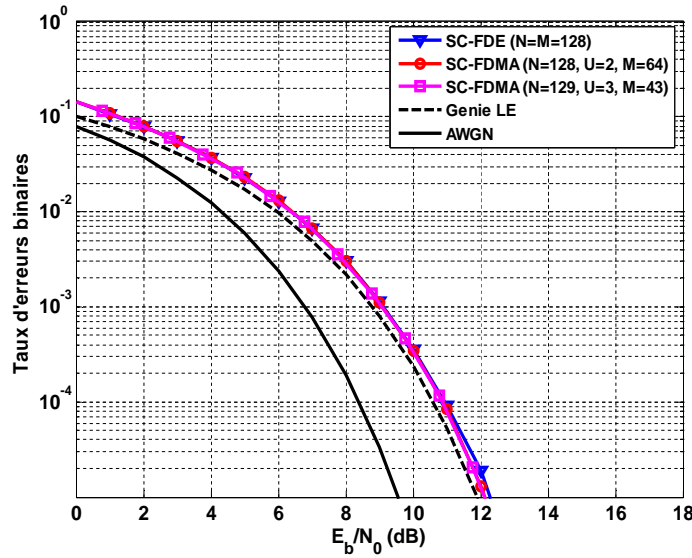


**Figure 4.4** — Représentation en temps et en fréquence d'un symbole SC-FDMA en mode distribué uniforme avec  $M = 3$ ,  $U = 2$  et  $N = 6$

Le choix de ce mode d'allocation est justifié par plusieurs raisons. C'est le mode qui a la moindre consommation en puissance comparé aux autres modes d'allocation (distribué et localisé) ce qui s'insère parfaitement dans le contexte et objectifs de la thèse où nous cherchons à optimiser la consommation énergétique du schéma de transmission. Son niveau de PAPR est similaire à celui d'une transmission SC-FDE. D'autre part, le modulateur SC-FDMA en mode distribué uniforme est équivalent à une opération de répétition du bloc d'entrée  $U$  fois dans le domaine temporel ce qui offre un gain de diversité temporelle à la réception.

### 4.6.2 Simulations sur canaux statiques sélectifs en fréquence

Le schéma de transmission proposé (SC-FDMA mono-utilisateur en mode distribué uniforme) est comparé à une transmission SC-FDE où toute la bande passante est occupée. La durée de transmission d'un système SC-FDMA est égale à  $U$  fois la durée de transmission en SC-FDE pour une rapidité de modulation identique. On utilise des modèles de canaux multitrajet sélectifs en fréquence et invariants dans le temps. Sur les figures 4.5, 4.6, 4.7 et 4.8, nous montrons le taux d'erreurs binaires respectivement sur les modèles de canal de Proakis A, Porat, Proakis B et Proakis C que nous donnons dans l'ordre croissant en terme de degré de sélectivité en fréquence [24]. Le BER est donnée en fonction du rapport  $E_b/N_0$ . L'égaliseur utilisé est l'égaliseur FD-CP-ALE. La courbe du "Genie" représente la borne théorique inférieure de l'égaliseur linéaire MMSE, calculée en utilisant un filtre idéal de longueur infinie et avec une parfaite connaissance de la réponse du canal.



**Figure 4.5** — Taux d'erreur binaire (BER) vs.  $E_b/N_0$  - modèle de canal : Proakis A, Modulation : QPSK

Le schéma SC-FDMA mono-utilisateur atteint des performances meilleures que le schéma SC-FDE et offre un gain en  $E_b/N_0$ . Ce gain devient plus important lorsque la sélectivité en fréquence du canal augmente. On peut déduire que l'insertion des sous-porteuses nulles insérées entre les sous-porteuses occupées dans un mode d'allocation distribué uniforme diminue l'influence de la sélectivité en fréquence du canal. Cette réduction est d'autant plus grande que l'on augmente le facteur d'étalement de la bande  $U$  au prix d'une réduction du débit binaire par utilisateur.

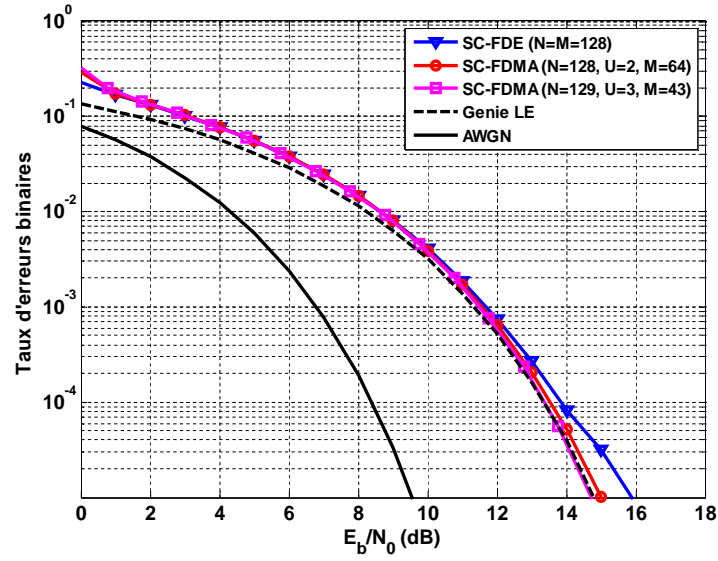


Figure 4.6 — Taux d'erreur binaire (BER) vs.  $E_b/N_0$  - modèle de canal : Porat, Modulation : QPSK

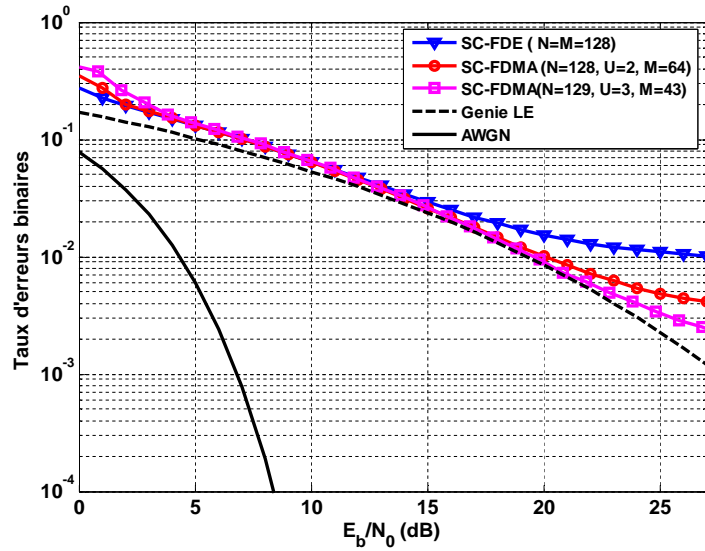
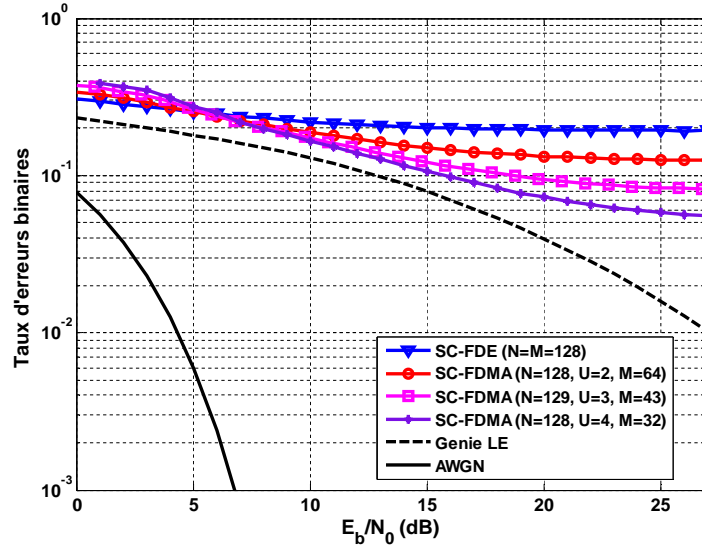


Figure 4.7 — Taux d'erreur binaire (BER) vs.  $E_b/N_0$  - modèle de canal : Proakis B, Modulation : QPSK

### 4.6.3 Influence du Doppler sur les performances : simulation en canal de Rice

Afin de tester la robustesse vis-à-vis de l'effet Doppler et de la variation temporelle du canal, et dans l'objectif de l'employer pour des transmissions acoustiques sous-





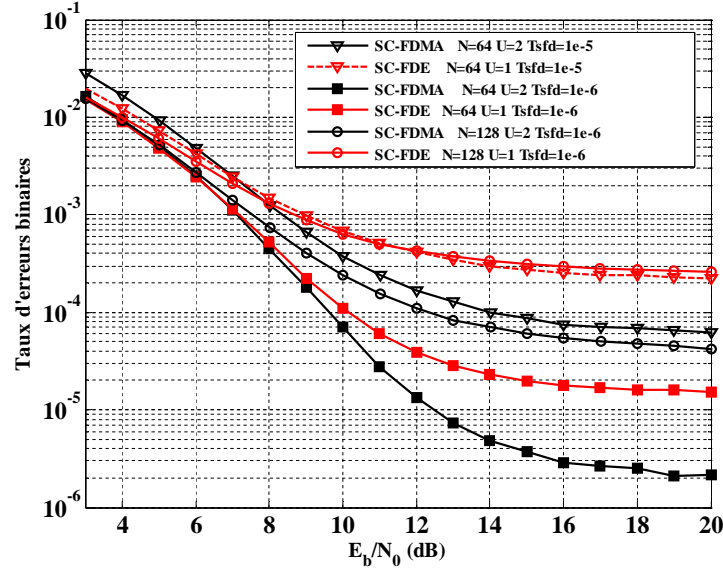
**Figure 4.8** — Taux d'erreur binaire (BER) vs.  $E_b/N_0$  - modèle de canal : Proakis C, Modulation : QPSK

marines caractérisées par un fort effet Doppler, nous avons simulé le schéma proposé sur un canal de type Rice [20]. Le choix de ce canal est justifié par la similitude de ce modèle avec le canal acoustique sous-marin [13]. Le profil de puissance du modèle de Rice utilisé est donné dans le tableau 4.1. Le trajet principal est considéré fixe alors que les deux autre trajets, de moindre amplitude, ont une distribution de Rayleigh. La puissance moyenne sur l'ensemble des trajets est normalisée.

**TABLE 4.1** — profil de puissance du canal utilisé de type Rice

Delay ( $T$ )	puissance relative moyenne (dB)	Distribution
0	1	fixe
1	0.5	Rayleigh
2	0.3	Rayleigh

Sur la figure 4.9, nous avons tracé le BER en fonction du rapport  $E_b/N_0$  pour deux valeurs de Doppler. On mesure le degré de variation du canal par le coefficient  $Tf_d$  où  $T$  est la durée symbole et  $f_d$  est le décalage Doppler maximum. On remarque bien qu'un gain considérable est obtenu par l'utilisation du schéma proposé. Pour une valeur  $Tf_d = 10^{-6}$ , avec  $N = 64$ , la courbe correspondant à  $U = 1$  (équivalente à SC-FDE) présente une dégradation des performances à partir d'un rapport  $E_b/N_0 = 10$  dB par rapport à celle correspondante à  $U = 2$ . Pour la même rapidité  $Tf_d = 10^{-6}$ , l'augmentation du nombre de sous-porteuses total  $N = 128$  dégrade fortement les performances ce qui est dû à la variation plus rapide du canal au sein du bloc utilisateur ( $M$  augmente avec  $N$ ). Cependant, l'écart entre le schéma SC-FDMA avec  $U = 2$  par rapport au SC-FDE augmente. Lorsque la rapidité  $Tf_d = 10^{-5}$  augmente davantage, les mêmes remarques peuvent être tirées.



**Figure 4.9** — Taux d'erreur binaire (BER) en fonction de  $E_b/N_0$  - modèle de canal : Rice, Egaliseur : FD-CP-ALE multivoie

On peut conclure que le schéma SC-FDMA mono-utilisateur en mode distribué uniforme est plus robuste aux canaux sélectifs en temps et en fréquence comparé à un schéma de transmission SC-FDE. Cependant, cette robustesse est obtenue au prix de la réduction du débit utile par utilisateur en fonction du paramètre d'étalement de la bande  $U$ .

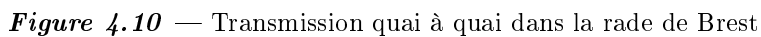
#### 4.6.4 Résultats d'essais en mer

##### 4.6.4.1 Configuration de l'expérience

La transmission s'effectue de quai à quai au port de Brest telle qu'illustré sur la figure 4.10. Le transducteur et les hydrophones sont fixes. On note un mouvement local du transducteur et des hydrophones dû au vent sur la surface. La distance entre l'émetteur et le récepteur est de 850m. Le transducteur et les hydrophones ont été immergés dans l'eau à des profondeurs d'environ 2 à 4 mètres, respectivement. La configuration de l'expérience est décrite sur la figure 4.11. Les fichiers réels transmis en mer ont été enregistrés grâce au système présenté en Fig. 4.12 et ont été traités au laboratoire.

##### 4.6.4.2 Mesure des performances

Le récepteur utilise un égaliseur linéaire fréquentiel FD-CP-ALE multivoie et adaptatif par bloc. Le schéma du récepteur SC-FDMA est décrit sur la figure 4.13. Les



performances sont mesurées en termes de BER sur la durée de la transmission ainsi

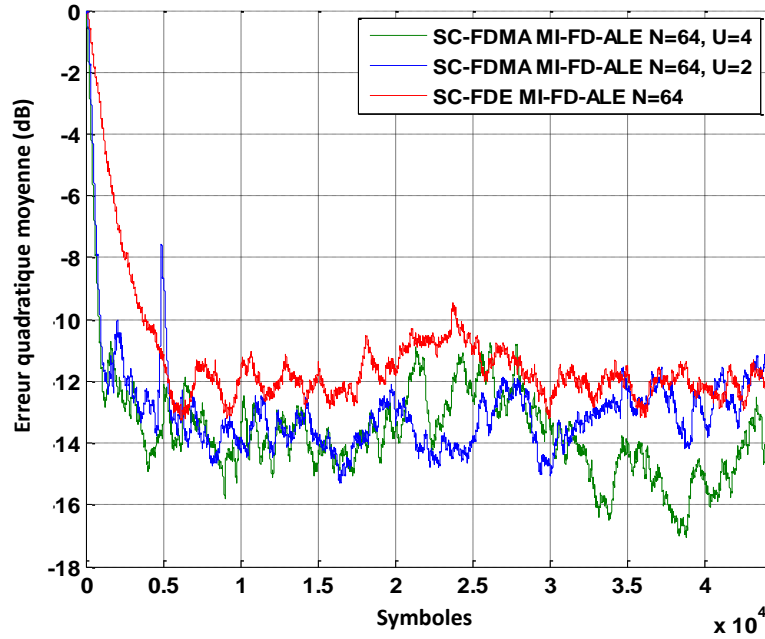


qu'en termes d'erreur quadratique moyenne (MSE).

**TABLE 4.2** — Taux d'erreur binaire réel mesuré - SC-FDMA vs. SC-FDE

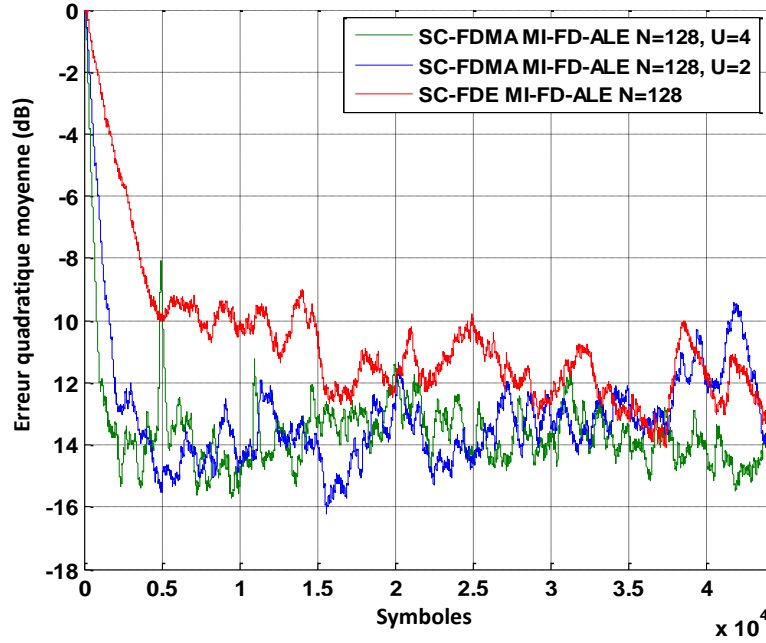
$N$	SC-FDE $M=N$ ( $U=1$ )	SC-FDMA $M=N/2$ ( $U=2$ )	SC-FDMA $M=N/4$ ( $U=4$ )
64	$1.310^{-4}$	$1.510^{-5}$	0
128	$210^{-4}$	$7.410^{-5}$	0

Les taux d'erreurs binaires mesurés pour les schémas de transmissions SC-FDMA et SC-FDE sont reportés dans le tableau 4.2. Différentes valeurs de  $N$  et de  $U$  sont testées. Le schéma proposé permet d'améliorer les performances par rapport au schéma SC-FDE. Le taux d'erreurs binaires s'améliore avec l'augmentation de  $U$ . Un BER nul est atteint sans codage dans le cas de  $U = 4$ , sur la durée de la transmission.



**Figure 4.14** — Evolution de l'erreur quadratique moyenne - SC-FDMA vs. SC-FDE :  $N = 64$

Sur les figures 4.14 et 4.15, nous montrons l'évolution de l'erreur quadratique moyenne respectivement pour  $N = 64$  et  $N = 128$ . Dans le schéma de transmission SC-FDMA proposé, l'égaliseur FD-CP-ALE multivoie converge plus rapidement et atteint un niveau MSE plus faible que le schéma SC-FDE. Lorsque  $N$  augmente, le niveau MSE atteint par l'égaliseur reste le même en SC-FDMA, alors qu'une dégradation est remarquée dans le cas SC-FDE.



**Figure 4.15** — Evolution de l'erreur quadratique moyenne - SC-FDMA vs. SC-FDE :  $N = 128$

## 4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé un schéma SC-FDMA mono-utilisateur en mode distribué uniforme et utilisant l'égaliseur fréquentiel FD-CP-ALE. Comparé au schéma classique SC-FDE de même rapidité de modulation, et en utilisant le même égaliseur, un gain en termes de BER et de MSE est obtenu au prix d'une diminution du débit utile de l'utilisateur, proportionnelle au facteur de partage de la bande  $U$ . Le schéma proposé est robuste sur les canaux sélectifs en temps et en fréquence. Les résultats obtenus par simulations ont été validés expérimentalement sur des signaux réels issus d'essais en mer dans la rade de Brest, France. Ce travail a fait l'objet d'une publication en conférence internationale *International conference and exhibition on Underwater Acoustics* en Grèce en 2013.

En perspectives, il est envisagé d'étendre cette étude au cas multi-utilisateurs avec des transducteurs multiples, où chaque transducteur sera associé à un utilisateur.



---

# Turbo-égalisation fréquentielle adaptative MMSE : validation expérimentale sur SPACE'08

## 5.1 Introduction

La turbo égalisation est une technique attractive qui combine égalisation et décodage correcteur d'erreurs dans un processus itératif afin d'annuler l'IES. Cette technique a été proposée pour la première fois dans [54]. Le module d'égalisation échange des informations souples avec un décodeur à entrée et sortie pondérées SISO (*soft-input soft-output*). Selon le critère d'optimisation considéré, on peut distinguer deux classes de turbo-égalisation : la turbo égalisation basée sur le critère de Maximum *a posteriori* (MAP) et la turbo égalisation basée sur le critère MMSE.

La turbo-égalisation MAP permet d'atteindre les performances asymptotiques du système en termes de taux d'erreurs binaires, données par le BER sur un canal AWGN après décodage, lorsque le canal est invariant dans le temps [54, 55]. Cependant, ces performances sont obtenues au prix d'une complexité qui augmente d'une manière exponentielle avec le nombre d'états de la modulation et la longueur de la réponse impulsionnelle du canal. À noter qu'un seuil de convergence minimal de rapport signal sur bruit est nécessaire afin de déclencher le processus itératif. Il existe des outils analytiques tels que le diagramme EXIT (*EXtrinsic Information Transfer*) qui permet entre autres de définir avec précision la valeur du seuil de convergence [56].

La turbo-égalisation MMSE consiste à remplacer l'égaliseur MAP par un égaliseur linéaire à entrée et sortie souples et basé sur l'emploi des filtres numériques optimisés selon le critère MMSE. Ce schéma a été proposé pour la première fois par Glavieux *et al* en 1997 [57, 58] et utilise un algorithme adaptatif pour le calcul et l'actualisation des coefficients des filtres de l'égaliseur. Des travaux ultérieurs ont permis une analyse théorique des performances et ont apporté des justifications sur la structure mise en



oeuvre, notamment sur la faisabilité de réaliser le turbo égaliseur MMSE à partir d'une estimation du canal [59, 60]. Bien que ses performances soient inférieures à celles d'un turbo-égaliseur MAP en termes de seuil de convergence et nécessite un nombre d'itérations plus important, le turbo égaliseur MMSE représente une alternative intéressante au turbo-égaliseur MAP de par sa moindre complexité calculatoire.

Nous avons déjà montré, dans les chapitres précédents (cf. Chapitres 2 et 3), l'intérêt de l'égalisation par bloc dans le domaine fréquentiel en termes de complexité calculatoire et de choix des paramètres d'égalisation au récepteur. On dénombre un certain nombre de travaux dans la littérature qui traitent de la turbo-égalisation fréquentielle [61–64]. On cite à titre d'exemple les travaux réalisés dans [64] où les auteurs proposent un turbo-égaliseur fréquentiel MMSE intégrant l'estimation du canal dans le domaine fréquentiel en utilisant les données pilotes connues au récepteur ainsi que les estimations souples en provenance du décodeur à partir de la seconde itération.

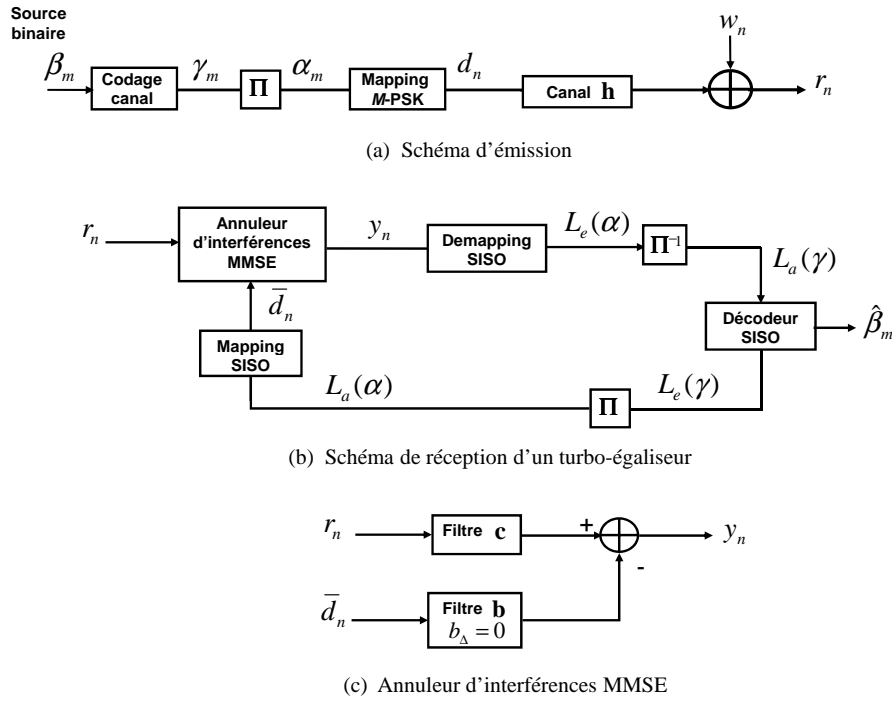
Dans ce chapitre, nous proposons un annuleur d'interférences itératif implémenté entièrement dans le domaine fréquentiel et adaptatif par bloc. Ensuite, nous proposons une version multivoie de ce turbo-égaliseur fréquentiel optimisée conjointement avec la synchronisation de phase. Cette structure a été validée expérimentalement sur des signaux réels, issus d'essais de transmissions sous-marines *Surface processes and acoustic communications Experiment* (SPACE'08). Cette expérience a été menée en octobre 2008 par l'institut océanographique américain *Woods Hole Oceanographic Institution* (WHOI) à l'observatoire *Martha Vineyard Coastal Observatory* (MVCO). Ces signaux ont été récupérés suite à un séjour de mobilité que j'ai effectué à *Missouri university of science and technology* au département *electrical and computer engineering* sous la supervision de Dr. Yahong Rosa Zheng. Durant ce séjour, nous avons réalisé une chaîne de réception complète employant la structure d'égalisation proposée dans ce chapitre, précédée d'un ensemble de techniques nécessaires avant de procéder à l'égalisation. Ceci nous a permis de valider la structure proposée mais aussi d'acquérir un solide savoir-faire en traitement des fichiers réels et la conception de récepteurs numériques pour les transmissions acoustiques sous-marines.

Les travaux présentés dans ce chapitre feront l'objet de la rédaction d'un article qui sera soumis à publication.

## 5.2 Principe de la turbo-égalisation MMSE

Le principe de la turbo-égalisation MMSE dans un schéma d'émission/réception est décrit sur la figure 5.1. À l'émission, les bits sont codés puis entrelacés afin de lutter contre les blocs d'erreurs qui peuvent se produire en sortie du canal. Ainsi, le décodeur aura un meilleur pouvoir de correction. À la réception, dans un processus itératif, l'égaliseur échange des informations souples avec le décodeur du canal afin d'annuler entièrement l'ISI. L'entrelaceur joue un rôle essentiel quand à l'efficacité du processus itératif qui consiste à décorréler au mieux les informations souples

échangées entre l'égaliseur et le décodeur. Ce schéma inclut une opération de *soft-input soft-output mapping* (SISO) de conversion binaire  $M$ -aire à l'entrée de l'égaliseur qui calcule une estimation souple sur les symboles émis  $d_n$  à partir de l'information *a priori*, notée  $L_a(\alpha)$ , délivrée par le décodeur à l'itération précédente [65].  $\{\alpha_{n,p}\}$ , avec  $p = 1, \dots, M$  et  $M$  étant l'ordre de modulation, sont les informations binaires codées et entrelacées, permettant de construire, par mapping, un symbole  $d_n$  d'ordre  $M$ .



**Figure 5.1** — Principe de la turbo-égalisation MMSE

L'égaliseur linéaire MMSE dont la structure est décrite sur la figure 5.1. (b) utilise ces estimations souples afin de reconstruire l'ISI à travers le filtre **b** qui sera ensuite soustraite du signal résultant en sortie du filtre **c**. Ce schéma d'égaliseur est communément appelé égaliseur MMSE avec information *a priori* ou annuleur d'interférences. Les coefficients des filtres **c** et **b** sont optimisés selon le critère MMSE. En sortie de l'égaliseur, une opération de *demapping* SISO est employée et permet de convertir les symboles égalisés en informations de type *log-likelihood ratio* (LLR) extrinsèques sur les bits codés et entrelacés, notées  $L_e(\alpha)$ . Des opérations d'entrelacement et de désentrelacement sont respectivement insérées après les modules de demapping SISO et du décodeur SISO. Le décodeur SISO délivre à chaque itération les bits décodés ainsi que des informations LLR extrinsèques sur les bits codés  $\gamma_m$ , notées  $L_e(\gamma)$  destinées à l'égaliseur. La référence [65] contient plus de détails, notamment sur le décodeur SISO qui n'est pas abordé dans ce chapitre.

### 5.2.1 Mapping SISO

Le mapping SISO calcule des estimations souples  $\bar{d}_n$  sur les symboles émis  $d_n$  à partir de l'information *a priori*  $L_a(\alpha)$  délivrée par le décodeur à l'itération précédente. L'estimation  $\bar{d}_n$  est définie par l'espérance mathématique du symbole émis  $d_n$  à l'instant  $nT$  [65],

$$\bar{d}_n = E_a \{d_n\} \quad (5.1)$$

où  $E_a \{d_n\}$  est l'espérance mathématique sachant l'information *a priori*  $L_a(\alpha)$ , provenant du décodeur du canal.

Pour une modulation QPSK, avec  $d_n = (u_n + iv_n)(\sqrt{2}/2)$ ,  $u_n = 2\alpha_{n,1} - 1$  et  $v_n = 2\alpha_{n,2} - 1$ , l'estimation de l'information *a priori*  $\bar{d}_n$  peut être calculée comme suit [65] :

$$\begin{cases} \bar{u}_n = \tanh(L_a(\alpha_{n,1})/2) \\ \bar{v}_n = \tanh(L_a(\alpha_{n,2})/2) \end{cases} \quad (5.2)$$

avec  $\bar{d}_n = (\bar{u}_n + i\bar{v}_n)(\sqrt{2}/2)$ .

### 5.2.2 Demapping SISO

Cette opération permet de convertir les symboles en sortie de l'annuleur d'interférences  $y_n$  en LLR extrinsèques sur les bits codés et entrelacés  $L_e(\alpha_{n,1})$ . Ces LLR extrinsèques sont ensuite désentrelacées puis introduites à l'entrée du décodeur SISO qui délivre les bits décodés ainsi qu'une information extrinsèque sur les bits codés  $L_e(\gamma)$ . Pour une modulation QPSK, l'opération de demapping SISO est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} L_e(\alpha_{n,1}) = 2\sqrt{2}\Re\{y_n\} / (1 - \kappa_0) \\ L_e(\alpha_{n,2}) = 2\sqrt{2}\Im\{y_n\} / (1 - \kappa_0) \end{cases} \quad (5.3)$$

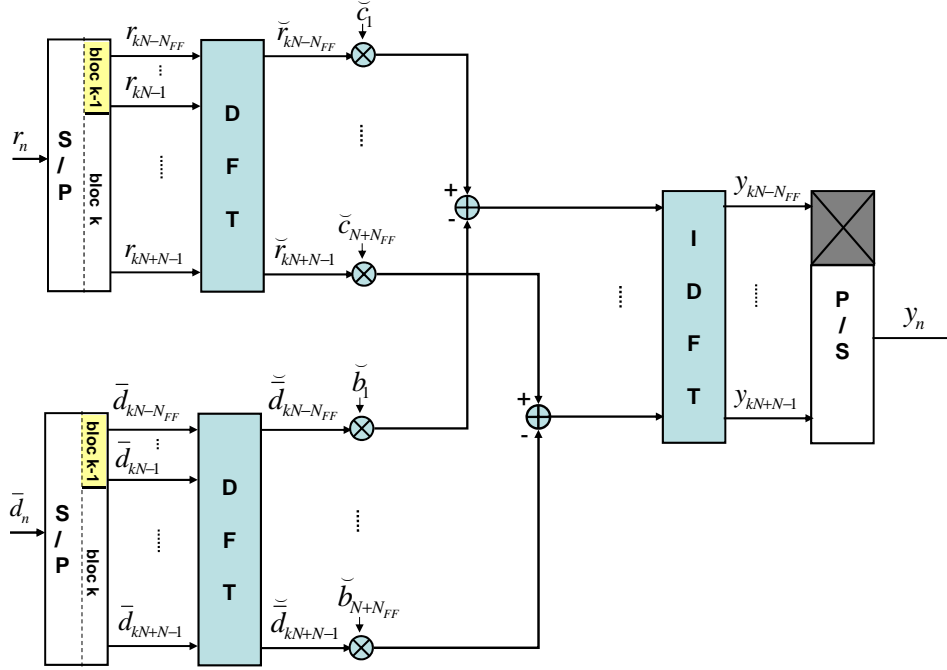
où  $\kappa_0$  est un biais estimé sur les symboles  $y_n$  comme suit [65] :

$$\kappa_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2 \quad (5.4)$$

## 5.3 Annuleur d'interférences fréquentiel itératif SISO

Le schéma de principe d'un annuleur d'interférences implémenté dans le domaine fréquentiel est donné sur la figure 5.2. Contrairement au problème de causalité rencontré lors de l'implémentation du DFE en bloc dans le domaine fréquentiel en chapitre 3, le traitement itératif permet, à partir de la seconde itération, de disposer des décisions passées et futures sur les symboles égalisés en sortie de l'égaliseur. L'implémentation par bloc, entièrement réalisée dans le domaine fréquentiel, est alors possible. Dans le cas de l'annuleur d'interférences SISO fréquentiel que nous présentons dans cette section, le filtre de reconstruction de l'ISI peut donc être implémenté par bloc dans le

domaine fréquentiel et sera alimenté par les estimations souples sur les données émises dans un processus itératif. Ceci permet d'implémenter l'annuleur d'interférence SISO entièrement dans le domaine fréquentiel par bloc.



**Figure 5.2** — Annuleur d'interférences fréquentiel par bloc avec entrée et sortie pondérées SISO

La technique OS est utilisée au récepteur afin d'implémenter les filtres  $\mathbf{c}$  et  $\mathbf{b}$  dans le domaine fréquentiel (cf. chapitre 2). On note  $N_{FF}$  le nombre des coefficients des deux vecteurs temporels  $\mathbf{c}$  et  $\mathbf{b}$ . Ces vecteurs sont complétés par  $N$  zéros et sont transposés dans le domaine fréquentiel afin de générer respectivement les vecteurs fréquentiels  $\check{\mathbf{c}}$  et  $\check{\mathbf{b}}$  selon le principe de la technique OS (cf. chapitre 2). L'annulation d'interférences s'effectue dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$\check{\mathbf{y}}(k) = \check{\mathbf{R}}(k)\check{\mathbf{c}}(k) - \check{\mathbf{D}}(k)\check{\mathbf{b}}(k) \quad (5.5)$$

avec

$$\check{\mathbf{R}}(k) = \text{diag}(\check{\mathbf{r}}(k)) \quad (5.6)$$

et

$$\check{\mathbf{D}}(k) = \text{diag}(\mathbf{F}\bar{\mathbf{d}}(k)) \quad (5.7)$$

où  $\bar{\mathbf{d}}(k)$  est le  $k$ -ième bloc d'estimations souples de dimension  $(N + N_{FF}) \times 1$ . Après retour dans le domaine temporel via la matrice de Fourier inverse  $\mathbf{F}^{-1}$ , les  $N_{FF}$  premiers éléments correspondant à la partie non désirée du résultat de la convolution circulaire

sont supprimés par le biais de la matrice  $\mathbf{Q}$  selon le principe de la technique OS (cf. chapitre 2).

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{Q}\mathbf{F}^{-1}\check{\mathbf{y}}(k) \quad (5.8)$$

### 5.3.1 Réalisation adaptative des filtres de l'égaliseur

Les coefficients des filtres  $\check{\mathbf{c}}$  et  $\check{\mathbf{b}}$  sont actualisés bloc par bloc dans le domaine fréquentiel en utilisant l'algorithme LMS et à partir de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne instantanée  $J = \left| y_n - \hat{d}(y_n) \right|^2$  définie en sortie de l'égaliseur. Les équations d'actualisation des deux filtres sont les suivantes :

$$\check{\mathbf{c}}(k+1) = \check{\mathbf{c}}(k) - \mu_c \mathbf{F} \mathbf{G} \mathbf{F}^{-1} \check{\mathbf{R}}(k)^H \check{\mathbf{e}}(k) \quad (5.9)$$

$$\check{\mathbf{b}}(k+1) = \check{\mathbf{b}}(k) + \mu_b \mathbf{F} \mathbf{G} \mathbf{F}^{-1} \check{\mathbf{D}}(k)^H \check{\mathbf{e}}(k) \mathbf{V} \quad (5.10)$$

avec

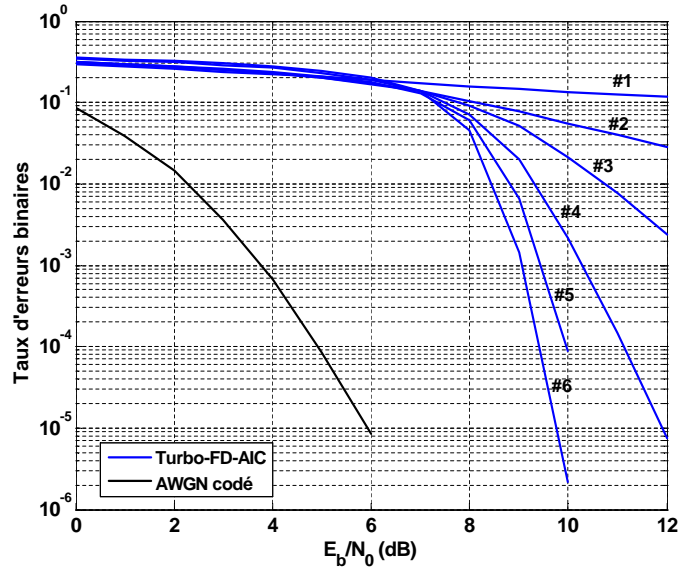
$$\check{\mathbf{e}}(k) = \mathbf{F} \mathbf{Q}^T \mathbf{e}(k) \quad (5.11)$$

où  $\mathbf{V}$  est une matrice identité de dimension  $(N + N_{FF}) \times (N + N_{FF})$  dont le  $\Delta$ -ième élément de la diagonale est mis à zéro.  $\Delta$  étant le retard de restitution du filtre  $\mathbf{b}$ . Cette condition permet de forcer à zéro le  $\Delta$ -ième élément du filtre de reconstruction de l'ISI dans le domaine temporel ( $b_\Delta = 0$ ) afin de ne pas annuler le signal utile.

Lors de la première itération, les estimations souples sur les symboles émis ne sont pas encore disponibles et sont donc mises à zéro, ce qui correspond à un égaliseur fréquentiel linéaire décrit au chapitre 2. Dans la suite, l'annuleur d'interférences fréquentiel itératif et adaptatif par bloc est noté par l'acronyme Turbo-FD-AIC signifiant *Turbo frequency-domain adaptive interference canceller*.

### 5.3.2 Simulations sur canal sélectif en fréquence

Sur la figure 5.3, nous montrons le taux d'erreurs binaires en fonction du rapport signal sur bruit moyen  $E_b/N_0$  de la structure Turbo-FD-AIC, simulée en utilisant le modèle de canal de Proakis C réputé très sélectif en fréquence [24]. Nous avons considéré 6 itérations pour le traitement itératif au récepteur. À l'émission, les données binaires émises sont codées par un code convolutif récursif systématique de rendement 1/2 à 4 états et de polynômes générateurs (5,7) en octal. Deux bits nuls sont insérés à la fin du message à coder afin de forcer la fermeture du treillis dans l'état 0. Les bits codés sont ensuite entrelacés par bloc suivant une permutation générée par un entrelaceur pseudo-aléatoire de taille 16384. La séquence binaire résultante est convertie en symboles QPSK.



**Figure 5.3** — Taux d'erreur binaire en fonction du rapport  $E_b/N_0$ ,  $N = 64$ , modèle de canal : Proakis C ( $h = [0.227, 0.460, 0.688, 0.460, 0.227]$ )

Au récepteur, la durée d'apprentissage est de 64 blocs chacun de taille  $N = 64$  (l'équivalent de 4096 symboles QPSK). La taille des filtres  $\check{c}$  et  $\check{b}$  est fixée à  $N_{FF} + N = 128$  dont les premiers  $N_{FF} = 64$  éléments représentent les coefficients significatifs. Les coefficients de ces filtres sont actualisés par bloc dans le domaine fréquentiel selon les équations données en 5.9 et 5.10. Le pas d'adaptation est fixé à  $\mu = 5 \cdot 10^{-4}$  durant la période d'apprentissage puis à  $\mu = 5 \cdot 10^{-5}$  durant la période de poursuite. Le décodeur SISO est réalisé à l'aide de l'algorithme BCJR-MAP décrit dans [66]. Nous incluons aussi la courbe théorique du canal AWGN après décodage comme référence.

Nous constatons qu'un rapport signal sur bruit minimal de  $E_b/N_0 = 6$  dB environ, appelé "seuil de convergence", est nécessaire afin de déclencher la décroissance du BER au fil des itérations. Ce seuil dépend principalement de la sélectivité en fréquence du canal. Rappelons que le seuil de convergence peut être défini par le biais des diagrammes EXIT [56] dont l'intérêt est de définir avec assez de précision la puissance d'émission requise. Comparé à la première itération qui correspond à un égaliseur fréquentiel linéaire, le traitement itératif apporte un gain considérable.

L'objectif est de tester cette structure sur des signaux réels transmis en environnement sous-marin afin de valider les résultats obtenus en simulation. Pour cela, un schéma d'émission/réception a été développé puis expérimenté en mer. Notons qu'avant de procéder à l'égalisation, il est nécessaire de traiter les perturbations apportées par le canal UWA réel sur les signaux transmis, autres que l'ISI, telles que le décalage Doppler et la compression/dilatation de la durée symbole. L'égaliseur est précédé par des opérations de démodulation, de filtrage, de détection de la trame ainsi que

de synchronisation en rythme et en phase. Le moindre dysfonctionnement sur ces traitements prè-égalisation risque d'altérer le bon fonctionnement de l'égaliseur et de dégrader fortement ses performances.

Dans la section suivante, nous proposons une structure multivoie du Turbo-FD-AIC optimisée conjointement avec la synchronisation de phase. C'est cette structure qui sera testée sur les fichiers issus d'essais en mer.

## 5.4 Version multivoie de l'égaliseur Turbo-FD-AIC avec synchronisation de phase conjointe

Le schéma est décrit sur la figure 5.4. Dans un contexte de transmission en canal acoustique sous marin, disposant de plusieurs hydrophones en réception, nous proposons un annuleur d'interférences multivoie avec synchronisation de phase. Pour cela, une boucle à verrouillage de phase (PLL) de second ordre est insérée sur chaque voie afin d'estimer et de compenser les dérives en phase qui peuvent se produire. Ces boucles PLLs sont optimisées conjointement avec les filtres de l'égaliseur multivoie.

Les coefficients des filtres d'égaliseur sont actualisés par bloc dans le domaine fréquentiel en se basant sur l'algorithme LMS alors que les coefficients des boucles PLLs sont adaptés dans le domaine temporel symbole par symbole. Dans la suite, nous désignons la structure proposée par l'acronyme Turbo-MI-FD-AIC signifiant *Turbo multiple-input frequency-domain adaptive interference canceller*.

Chaque filtre  $\check{\mathbf{c}}_j$ , ( $j = 1, \dots, N_R$ ) sur la  $j$ -ième voie est suivi par une transformée de Fourier inverse afin de réaliser une compensation de phase dans le domaine temporel symbole par symbole au sein du bloc courant. Les blocs en sortie des PLLs sur chacune des voies sont ensuite sommés et le bloc résultant est transformé dans le domaine fréquentiel. L'annulation d'interférences est exprimée par l'équation suivante :

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{F}\mathbf{s}(k) - \check{\mathbf{D}}(k)\check{\mathbf{b}}(k) \quad (5.12)$$

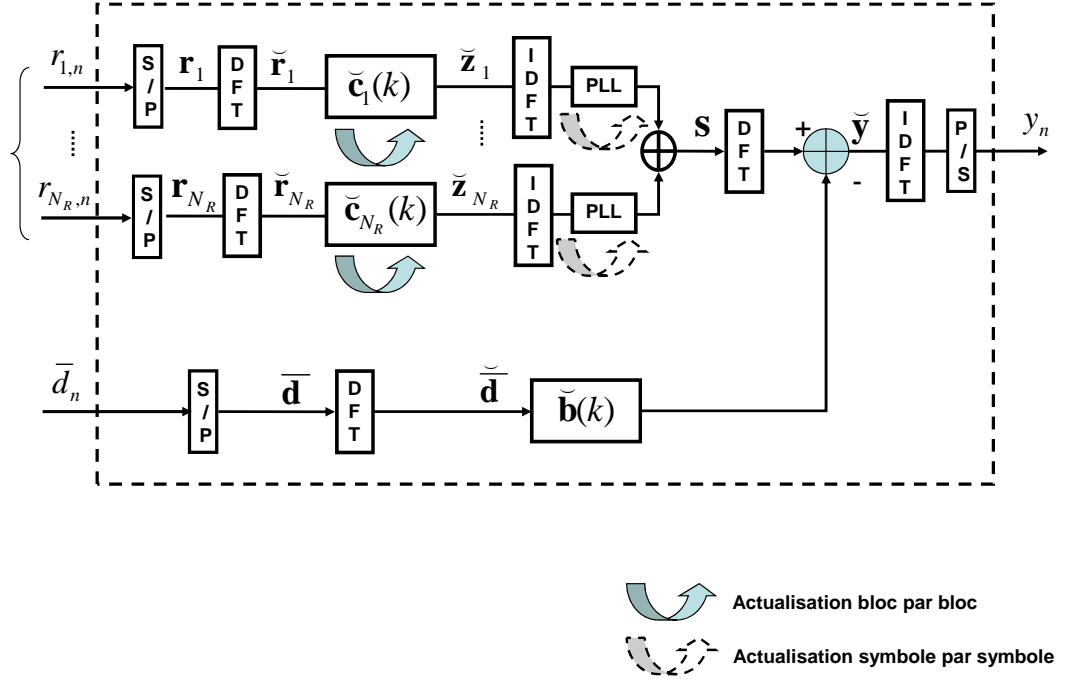
avec

$$\mathbf{s}(k) = \sum_{j=1}^{N_R} \boldsymbol{\Theta}_j(k) \mathbf{Q} \mathbf{F}^{-1} \check{\mathbf{R}}_j(k) \check{\mathbf{c}}_j(k) \quad (5.13)$$

$\boldsymbol{\Theta}_j(k)$  étant la matrice de compensation de la phase telle que définie au chapitre 2 dans l'équation (2.63).  $\mathbf{Q}$  et  $\mathbf{G}$  sont des matrices permettant l'égalisation dans le domaine fréquentiel en utilisant la technique OS et sont définies, respectivement, dans (2.48) et (2.51), au chapitre 2.

Les coefficients des filtres  $\check{\mathbf{c}}_j$  et  $\check{\mathbf{b}}$  sont actualisés bloc par bloc dans le domaine fréquentiel. L'adaptation des coefficients du filtre  $\check{\mathbf{b}}$  est régie par l'équation (5.10). L'actualisation des coefficients du filtre  $\check{\mathbf{c}}_j$  a pour expression :

$$\check{\mathbf{c}}_j(k+1) = \check{\mathbf{c}}_j(k) - \mu_c \mathbf{F} \mathbf{G} \mathbf{F}^{-1} \check{\mathbf{R}}_j(k)^H \check{\mathbf{c}}_j(k) \quad (5.14)$$



**Figure 5.4** — Annuleur d'interférences fréquentiel multivoie et adaptatif par bloc avec synchronisation de phase conjointe

avec

$$\tilde{\epsilon}_j(k) = \mathbf{F}\mathbf{Q}^T \boldsymbol{\Theta}_j^H(k) \mathbf{e}(k) \quad (5.15)$$

Les boucles PLLs de second ordre sont actualisées symbole par symbole au sein de chaque bloc dans le domaine temporel en se basant sur l'algorithme LMS. Les équations d'adaptation des PLLs sont décrites au chapitre 2. Il est tout de même possible d'envisager une seule PLL en sortie de l'annuleur d'interférences multivoie ce qui permet d'éviter le retour dans le domaine temporel qui engendre une complexité supplémentaire par l'ajout de 2 fenêtres DFT. Cependant, cette solution n'est pas adaptée dans le cas d'une transmission en canal acoustique sous-marin. En effet, l'effet Doppler présent dans le canal acoustique sous-marin produit des décalages de phase qui sont différents sur chacune des voies de réception. La solution que nous avons envisagée est d'insérer une boucle PLL par voie de réception afin de suivre et de compenser les dérives en phase sur chacune des voies et de telle sorte que la combinaison des signaux en sorties des PLLs soit plus constructive.



## 5.5 Expérience SPACE'08

### 5.5.1 Environnement et position de l'expérience

L'expérience *Surface processes and acoustic communications Experiment* (SPACE'08) a eu lieu en octobre 2008 au site *air-sea Interaction Tower* (ASIT) qui fait partie de l'observatoire *Martha Vineyard Coastal Observatory* (MVCO) de l'institut océanographique américain *Woods Hole Oceanographic Institution* (WHOI). L'ASIT est situé à environ 15 mètres d'altitude de la mer et à 3.2 km au sud de la côte de *Martha Vineyard*. Après le passage des premières grandes tempêtes de la saison, la colonne d'eau a tendance à rester bien mélangée durant l'hiver ce qui entraîne une vitesse constante du son en fonction de la profondeur.

Les mesures environnementales de base sont prises par l'ensemble de l'instrumentation standard qui fonctionne en permanence. Durant l'expérience, les données de mesure de la vitesse du vent, les hauteurs significatives et la direction dominante des vagues ainsi que la salinité et les profils de température sont mis à la disposition des participants pour d'éventuelles prises en charges de ces données durant les transmissions.

### 5.5.2 Équipements et géométrie

La source acoustique de transmission est déployée à 30 mètres de la tour. Cette source dispose de 5 transducteurs pour transmettre des signaux acoustiques de communication. Un transducteur (numéroté 0) est fixé à environ 4 mètres au-dessus du fond sur un trépied stationnaire. Les quatre transducteurs restants sont fixés en réseau vertical : le plus haut transducteur se trouve à 3 mètres environ au-dessus du fond. L'espacement entre les transducteurs est de 50 centimètres. Les quatre transducteurs du réseau sont numérotés de 1 à 4, de haut en bas.

#### 5.5.2.1 Transmission fixe

Les transducteurs sont de type ITC-1007. Il s'agit d'un transducteur sphérique avec une fréquence de résonance d'environ 11,5 kHz. Le niveau de puissance du signal émis peut atteindre 185 dB ref 1  $\mu$ Pa à 1 mètre à travers une bande de fréquence allant de 8 à 18 kHz à  $-3$  dB. À la réception, les réseaux d'hydrophones fixes se trouvent sur deux voies à des angles de direction de  $150^\circ$  et  $240^\circ$  de la source pour des distances de transmission de l'ordre de 80, 200 et 1000 mètres. Ces réseaux sont montés sur des trépieds fixes. Les réseaux de réception se trouvant à 80 mètres de la source ont une configuration en forme de croix avec 16 hydrophones sur chaque branche. L'espacement entre les hydrophones est de 3,75 cm. Les réseaux de réception distants de 200 mètres de la source contiennent 24 hydrophones montés verticalement et espacés de 5 cm. Les réseaux de réception distants de 1000 mètres de la source contiennent 14 hydrophones montés verticalement et espacés de 12 cm. Enfin, un hydrophone de référence de modèle ITC-1001 est monté à un mètre du transducteur 0 ITC-1007 et est synchronisé avec les

transducteurs ITC-1007 de 0 à 4 durant la transmission. Cet hydrophone est utilisé afin de tester et calibrer les transducteurs avant de commencer les transmissions prévues. La fréquence d'échantillonnage dans les transducteurs fixes et les réseaux de réception fixes est d'environ 39062,5 Hz.

### 5.5.2.2 Transmission mobile

Les signaux transmis sont aussi reçus sur un véhicule autonome sous-marin *Autonomous underwater vehicle* (AUV) nommé REMUS. REMUS dispose d'un réseau de réception de 8 hydrophones. La fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition de données sur le véhicule REMUS est de 43669,50 kHz. Le véhicule REMUS enregistre les mêmes signaux transmis aux réseaux de réception fixes par les transducteurs fixes ITC-1007.

### 5.5.3 Chaîne d'émission

Le schéma de l'émetteur est représenté sur la figure 5.5. (a).

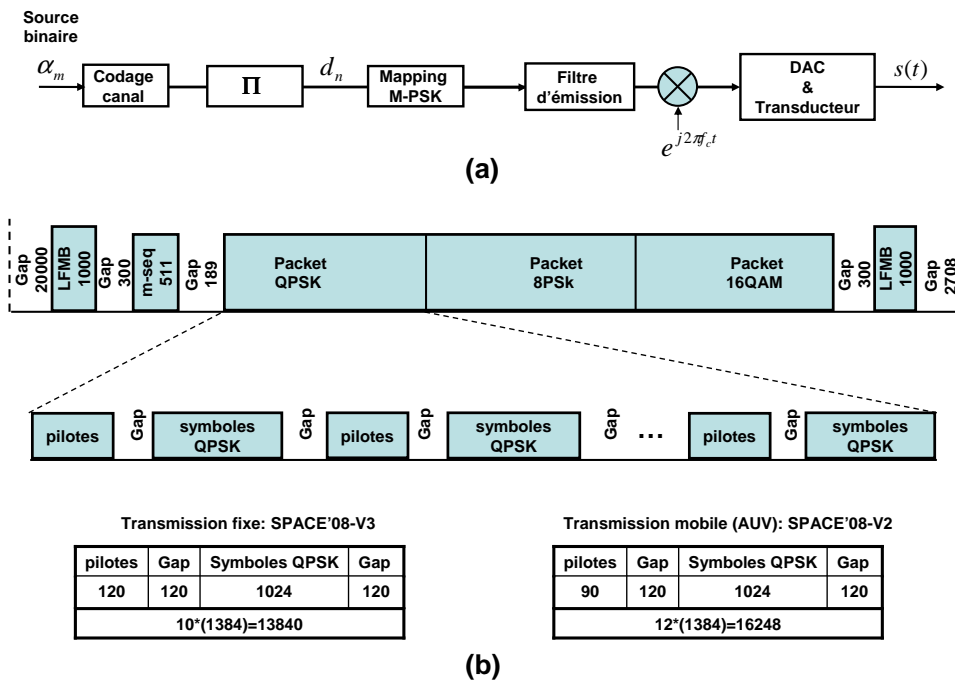


Figure 5.5 — (a) Schéma de l'émetteur (b) Format du signal émis

Une séquence binaire est codée par un code convolutif non récursif de rendement 1/2 à 8 états et de polynômes générateurs (17,13) en octal. Les bits codés sont entrelacés par bloc suivant une permutation générée de manière aléatoire et sont

ensuite modulés en symboles QPSK, 8PSK et 16QAM. Le filtre d'émission est un filtre en racine de cosinus surélevé de facteur roll-off  $\beta = 0.2$ . Le format de la trame est décrit sur la figure 5.5. (b). Un signal de type *linear frequency modulation* (LFM) est inséré au début de la trame et est nommé LFMB, suivi respectivement par trois paquets de modulation QPSK, 8PSK et 16QAM. La rapidité de modulation est d'environ 10 kbauds.

Un signal de type LFM nommé LFME est inséré à la fin de la trame. Les signaux LFM (LFMB et LFME) sont insérés afin de détecter le début et la fin de la trame à la réception. La séquence *m-seq* est de longueur 511 durées symboles et est modulée en BPSK. Cette séquence est considérée connue à la réception. Initialement prévue pour calculer la fonction de diffusion du canal, la séquence *m-seq* peut être utilisée comme séquence d'apprentissage pour le traitement adaptatif de l'égaliseur. Des gaps (périodes de silence) sont insérés entre les différents paquets et blocs de la trame afin d'éviter les interférences entre blocs qui peuvent se produire à cause de la dispersion temporelle du canal acoustique sous-marin. Les pilotes correspondent à des séquences de type *Chu-sequence* [67] supposées connues à la réception et sont initialement prévues pour l'estimation du canal.

Dans ce chapitre, nous n'exploitons pas ces pilotes et utilisons un traitement adaptatif piloté par les décisions sur les symboles égalisés après une courte période d'apprentissage. Les pilotes *Chu-sequence* ne peuvent pas être utilisées en tant que séquences d'apprentissage car elles ne correspondent pas à des symboles de modulation.

## 5.5.4 Chaîne de réception

La chaîne de réception que nous avons considérée pour l'expérience SPACE'08 est décrite sur la figure 5.6.

### 5.5.4.1 Démodulation et filtrage

Durant l'expérience, les signaux reçus sont enregistrés sur des fichiers *.wav* pour le post-traitement en laboratoire. Sur les figures 5.7. (a) et 5.7. (b), on représente les spectres de puissance du signal reçu respectivement avant et après l'application d'un filtre passe-bande. Le spectre sur la figure 5.7. (b) est centré autour de la fréquence porteuse  $f_c = 13$  kHz et s'étend sur une bande de 10 kHz dans l'intervalle  $[8 - 18]$  kHz à  $-3$  dB/Hz. Une opération de démodulation et de filtrage passe-bas est appliquée par la suite afin de ramener le spectre du signal reçu en bande de base tel que montré sur la figure 5.7. (c).

### 5.5.4.2 Synchronisation trame

Le signal LFMB est un chirp de fréquence initiale égale à 18 kHz et de fréquence finale de 8 kHz. Contrairement au LFMB, les fréquences initiale et finale du signal

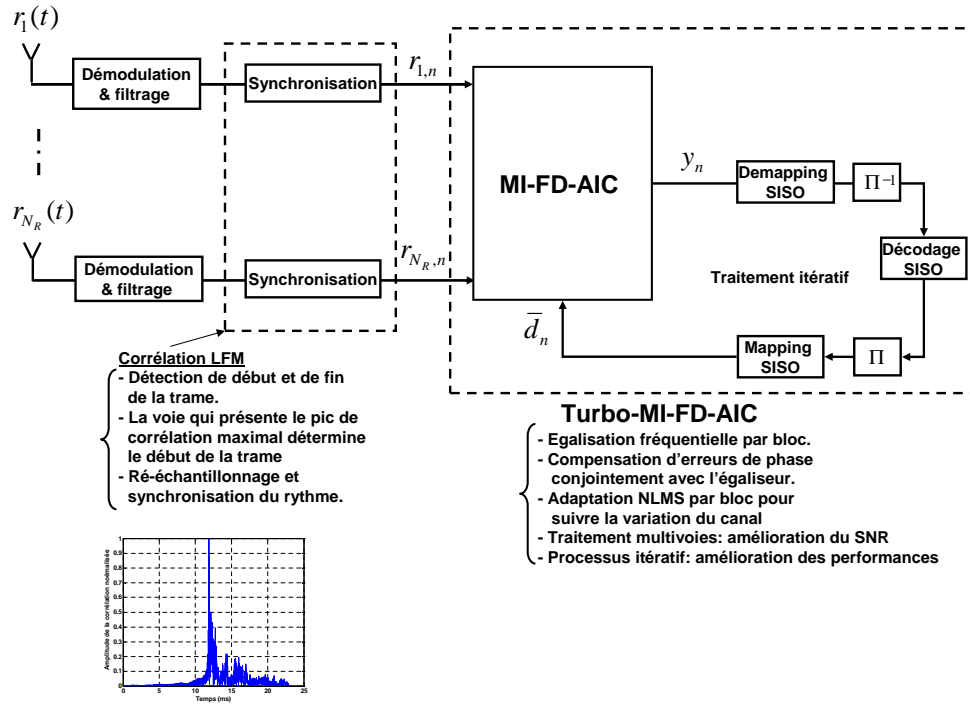


Figure 5.6 — Chaîne de réception utilisée en expérience SPACE'08

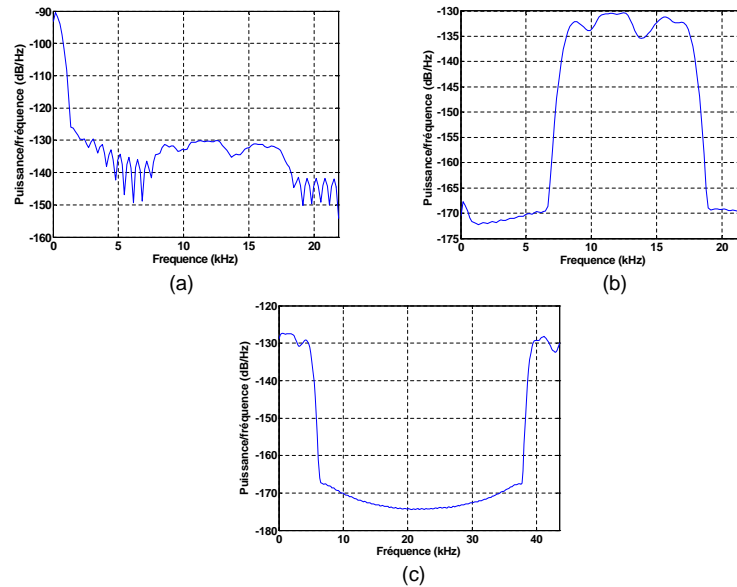
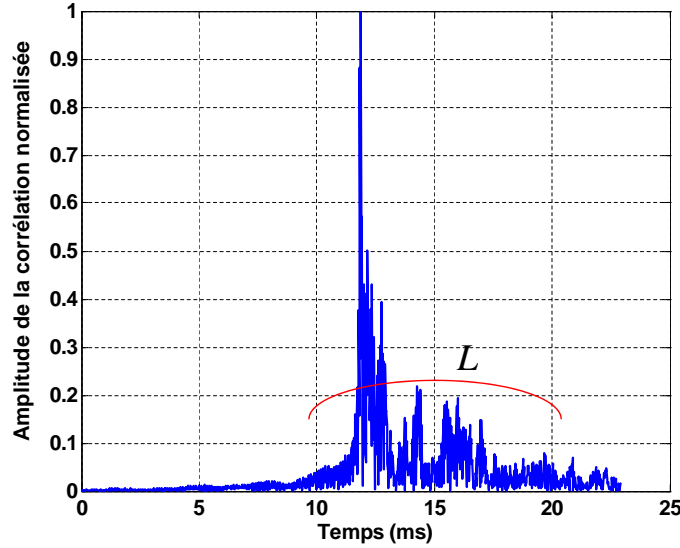


Figure 5.7 — (a) Spectre de puissance du signal reçu (a) Spectre de puissance du signal utile après l'application d'un filtre passe-bande (c) Spectre de puissance du signal reçu ramené en bande de base

LFME sont respectivement 8 kHz et 18 kHz. Les deux signaux LFMB et LFME sont utilisés afin de détecter respectivement le début et la fin de la trame. Ils possèdent des propriétés de corrélation qui permettent au niveau du récepteur la synchronisation de la trame, l'estimation du décalage Doppler ainsi que la détermination de la longueur de la réponse impulsionnelle du canal en termes de durée symbole [9].

La figure 5.8 montre un exemple de corrélation normalisée entre le signal reçu et le signal LFMB connu au récepteur. Cette figure est issue d'une transmission fixe sur une distance de 1000 mètres. Le début de la trame correspond au pic de corrélation maximal. L'intervalle de corrélation significative est d'environ 10 ms. En effet, cette figure montre que l'essentiel de l'énergie du canal est concentrée sur une durée de 10 ms ce qui correspond à une longueur du canal d'environ  $L = 100$  durées symboles avec  $T = 0.1024$  ms.



**Figure 5.8** — Corrélation LFM normalisée : détection du début de la trame

En réception à hydrophones multiples, la corrélation LFM est effectuée sur toutes les voies. La voie qui présente le pic de corrélation maximum est retenue pour repérer le début de la trame.

#### 5.5.4.3 Compensation Doppler

Le décalage Doppler peut être déterminé par le biais des corrélations LFMB et LFME. En effet, le rapport de la taille de la trame reçue et la taille de la trame émise permet de quantifier ce décalage. On note  $p_{start}$  le point de début de la trame déterminé par la corrélation LFMB,  $p_{end}$  le point de fin de la trame déterminé par la corrélation LFME et  $N_{frame}$  la taille de la trame émise. Le décalage Doppler peut être évalué par

la relation suivante :

$$\Delta f_d = 2\pi \frac{f_c}{T} / \left(1 - \frac{p_{end} - p_{start}}{N_{frame}}\right) \quad (5.16)$$

La détermination de ce décalage permet de réaliser un ré-échantillonnage du signal reçu et de compenser l'effet Doppler [21, 68].

#### 5.5.4.4 Gestion de gain du signal reçu

Après démodulation, échantillonnage et synchronisation du signal reçu, le signal résultant au rythme symbole nécessite une gestion du gain de son niveau de puissance afin de l'amener au niveau d'amplitude requis pour l'égalisation. Ce gain est calculé sur la séquence *m-seq* contenant 511 symboles BPSK. On note  $\mathbf{u}$  la séquence *m-seq* reçue. Le calcul du gain  $G_a$  s'effectue de la manière suivante :

$$G_a = \sqrt{\frac{N_q}{\mathbf{u}^H \mathbf{u}}} \quad (5.17)$$

où  $N_q = 511$  est la longueur de la séquence *m-seq*. Rappelons que ce gain permet d'adapter le signal reçu au niveau d'amplitude requis pour l'égalisation. Pour le traitement multivoie, on retient la voie qui présente le gain maximum.

### 5.5.5 Mesure des performances

La structure proposée Turbo-MI-FD-AIC a été testée sur l'expérience SPACE'08 pour différentes configurations. Les résultats sont principalement donnés en termes d'erreur quadratique moyenne et de taux d'erreurs binaires mesurés avant et après le décodage canal. Le taux d'erreurs binaires est mesuré durant la période de poursuite lorsque l'égaliseur est piloté par décision. Pour les transmissions fixes, nous avons considéré une séquence d'apprentissage de 1024 symboles QPSK. Pour la transmission mobile, l'apprentissage est réalisé sur la séquence *m-seq* contenant 511 symboles BPSK. On note  $N_{iter}$  le nombre d'itérations du processus itératif. Les résultats ci-dessous concernent les données émises avec une modulation QPSK. Les données modulées en 8PSK et 16QAM ne sont pas traitées dans ce chapitre et feront l'objet de travaux ultérieurs. Le débit de transmission pour la modulation QPSK est d'environ 20 kbits/s. Dans les tableaux 5.1 à 5.6, on désigne par l'acronyme U-BER (*uncoded* BER), le taux d'erreurs binaires mesuré en sortie de l'égaliseur, et par l'acronyme C-BER (*coded* BER) le taux d'erreurs binaires en sortie du décodeur.

#### 5.5.5.1 Transmission fixe sur 80 m

Dans cette configuration, les signaux émis sont reçus par deux réseaux d'hydrophones notés S1 et S2 et situés à 80 mètres du transducteur à des angles de réception différents. Les réseaux sont équipés de 8 hydrophones chacun. Les taux d'erreurs binaires U-BER et C-BER sont donnés dans le tableau 5.1. Sur la plupart des fichiers

reçus, le BER après décodage est nul dès la première itération. Une amélioration du BER en sortie de l'égaliseur peut être constatée dès la seconde itération. On atteint ainsi les performances optimales à la seconde itération. Sur le fichier Paquet S2-B, l'égaliseur arrive même à annuler le BER en sortie de l'égaliseur à la seconde itération. Il est à noter que la faible distance de transmission 80 mètres permet de recevoir les signaux transmis en mer avec un rapport SNR plus important que dans les cas des transmissions sur des distances supérieures (200 m et 1000 m).

**TABLE 5.1** — Mesures des taux d'erreurs binaires - Transmission fixe 1x8 sur 80 m

<b>Fichiers</b> $N_{iter}$	1		2		3	
	<b>U-BER</b>	<b>C-BER</b>	<b>U-BER</b>	<b>C-BER</b>	<b>U-BER</b>	<b>C-BER</b>
Paquet S1-A	0.0178	0	0.0099	0	0.0099	0
Paquet S1-B	0.0346	0	0.0229	0	0.0229	0
Paquet S2-A	0.0131	0	0.0057	0	0.0057	0
Paquet S2-B	$4.9 \cdot 10^{-4}$	0	$2.7 \cdot 10^{-4}$	0	0	0

### 5.5.5.2 Transmission fixe sur 200 m

Les signaux émis sont reçus par deux réseaux d'hydrophones notés S3 et S4 et situés à 200 mètres du transducteur à des angles de réception différents. Les réseaux sont équipés de 12 hydrophones chacun. Les taux d'erreurs binaires U-BER et C-BER sont respectivement donnés en tableaux 5.2 et 5.3.

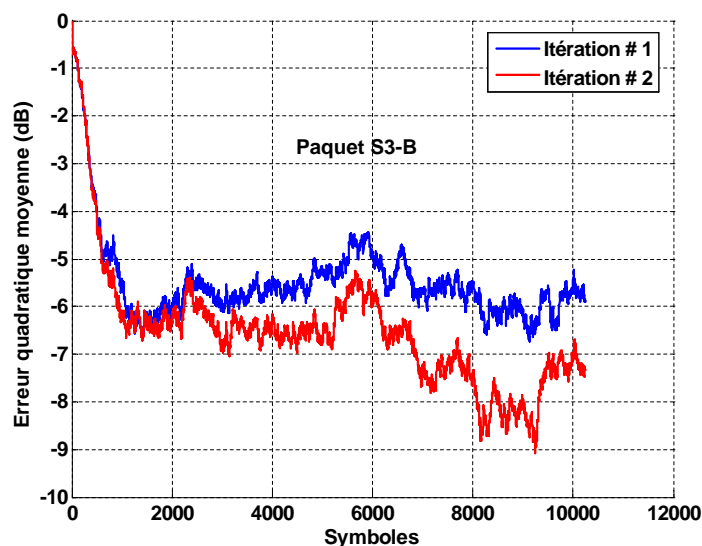
**TABLE 5.2** — Mesures des taux d'erreurs binaires U-BER - Transmission fixe 1x12 sur 200 m

<b>Fichiers</b> $N_{iter}$	1	2	3	4
Paquet S3-A	0.0811	0.059	0.055	0.049
Paquet S3-B	0.0838	0.0378	0.035	0.035
Paquet S4-A	$1.6 \cdot 10^{-4}$	0	0	0
Paquet S4-B	0.0292	0.0031	0.003	0.003
Paquet S4-C	0.049	0.0176	0.017	0.017

**TABLE 5.3** — Mesures des taux d'erreurs binaires C-BER - Transmission fixe 1x12 sur 200 m

<b>Fichiers</b> $N_{iter}$	1	2	3	4
Paquet S3-A	0.011	0.002	$4.3 \cdot 10^{-4}$	0
Paquet S3-B	0.0079	0	0	0
Paquet S4-A	0	0	0	0
Paquet S4-B	$10^{-4}$	0	0	0
Paquet S4-C	$8.6 \cdot 10^{-4}$	0	0	0

Le décodeur réussit à corriger toutes les erreurs à partir de la seconde itération. Lorsque le BER est assez élevé, tel est le cas pour le fichier Paquet S3-A, c'est à la 4-ième itération que le récepteur termine de corriger toutes les erreurs. Si le traitement multivoie montre son apport dès la première itération, la turbo-égalisation permet d'améliorer les performances au fil des itérations.



**Figure 5.9** — Évolution du MSE aux itérations 1 et 2 pour le fichier Paquet S3-B,  
 $D = 200$  m

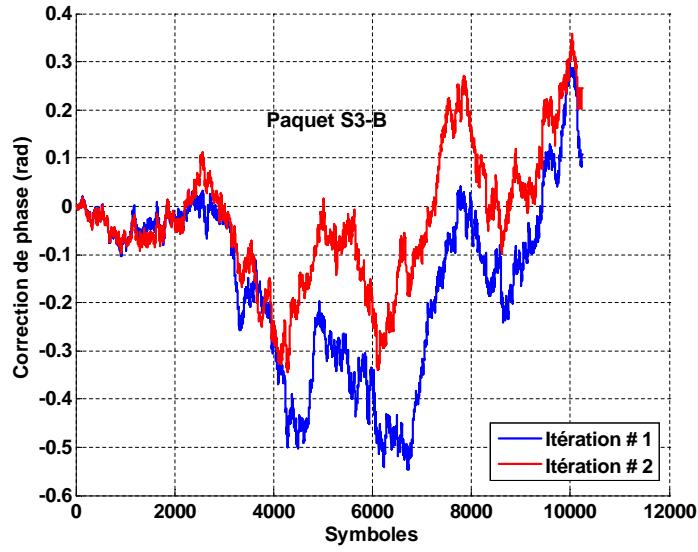
Sur la figure 5.9, nous avons tracé l'erreur quadratique moyenne correspondant au fichier Paquet S3-B. Un gain de l'ordre de 2 dB est apporté à la seconde itération par rapport à la première itération. L'évolution de la correction de phase pour les deux premières itérations sur l'hydrophone 1 est tracée sur la figure 5.10. Les boucles PLLs actualisées symbole par symbole ont permis de suivre les dérives résiduelles en phase provoquées par l'effet Doppler sur chacune des voies. En l'absence des PLLs, les performances sont fortement dégradées.

### 5.5.5.3 Transmission fixe sur 1000 m

**TABLE 5.4** — Mesures des taux d'erreurs binaires U-BER - Transmission fixe 1x12  
sur 1000 m

$N_{iter}$	1	2	3	4	5
Fichiers					
Paquet S5-A	0.0454	0.0281	0.028	0.028	0.028
Paquet S5-B	0.0883	0.0473	0.0268	0.0220	0.0116
Paquet S5-C	0.0054	0.0022	0.0022	0.0022	0.0022
Paquet S6-A	0.0016	$3.2 \cdot 10^{-4}$	$3.2 \cdot 10^{-4}$	0	0
paquet S6-B	0.0609	0.0295	0.0284	0.027	0.027





**Figure 5.10** — Évolution de la correction de phase en sortie de la PLL sur l'hydrophone 1 pour le fichier Paquet S3-B,  $D = 200$  m

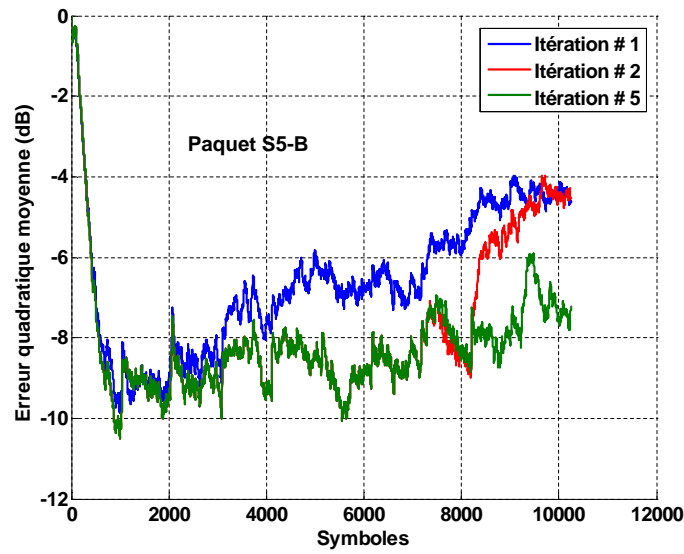
**TABLE 5.5** — Mesures des taux d'erreurs binaires C-BER - Transmission fixe 1x12 sur 1000 m

$N_{iter}$	1	2	3	4	5
Fichiers					
Paquet S5-A	$3.2 \cdot 10^{-4}$	0	0	0	0
Paquet S5-B	0.07663	0.0464	0.0203	0.0056	0
Paquet S5-C	0	0	0	0	0
Paquet S6-A	0	0	0	0	0
Paquet S6-B	$5.4 \cdot 10^{-4}$	0	0	0	0

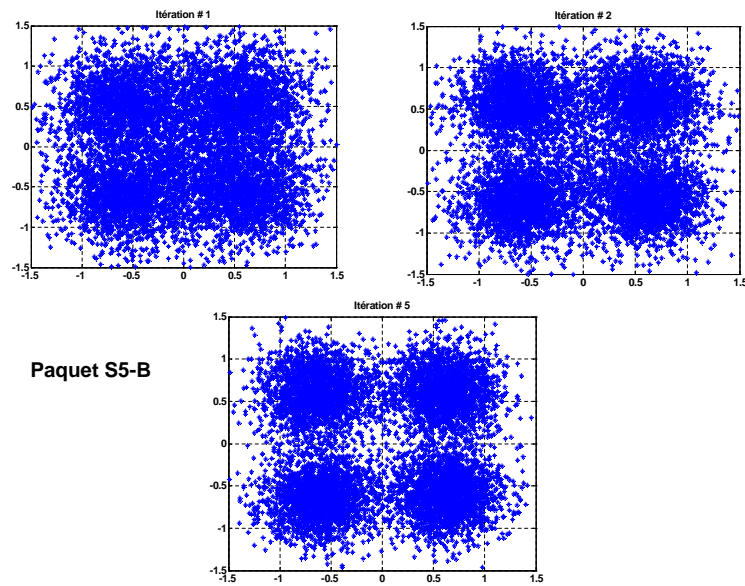
Comme pour les configurations précédentes, les signaux émis sont reçus par deux réseaux d'hydrophones notés S5 et S6 se trouvant à deux angles de réception et situés à 1000 mètres du transducteur. Les réseaux sont équipés de 12 hydrophones chacun. Les mesures du U-BER et du C-BER sont données respectivement dans les tableaux 5.4 et 5.5.

Après décodage, le taux d'erreurs binaires est nul à partir de la seconde itération sur l'ensemble des fichiers présentés dans le tableau 5.5, excepté le fichier Paquet S5-B. Pour le fichier Paquet S5-B, malgré un U-BER initial d'environ  $8 \cdot 10^{-2}$  (en sortie de l'égaliseur), la structure proposée permet de corriger toutes les erreurs à la 5-ième itération.

Afin d'analyser ce fichier, nous avons tracé sur la figure 5.11 l'évolution de la MSE aux itérations 1, 2 et 5. À la 1-ère itération, l'erreur quadratique moyenne MSE augmente fortement et atteint une valeur de  $-4$  dB sur les symboles QPSK d'indice compris entre 8000 et 10000. L'égaliseur en mode piloté par décision diverge

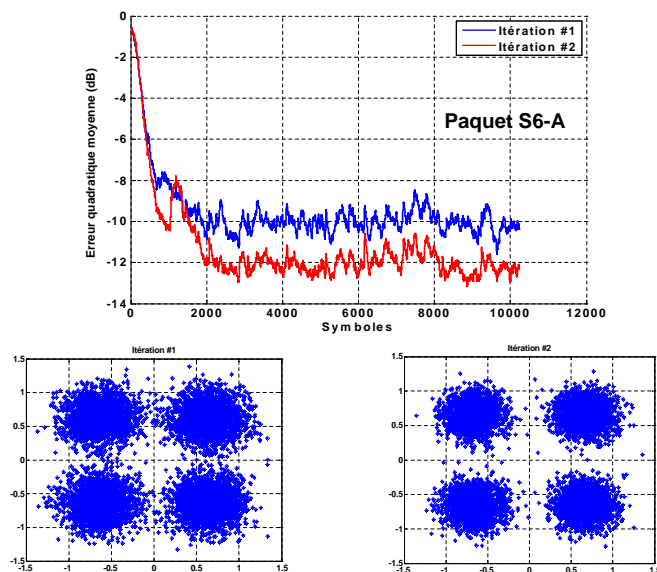


**Figure 5.11** — Évolution de la MSE durant les itérations 1, 2 et 5 pour le fichier Paquet S5-B,  $D = 1000$  m

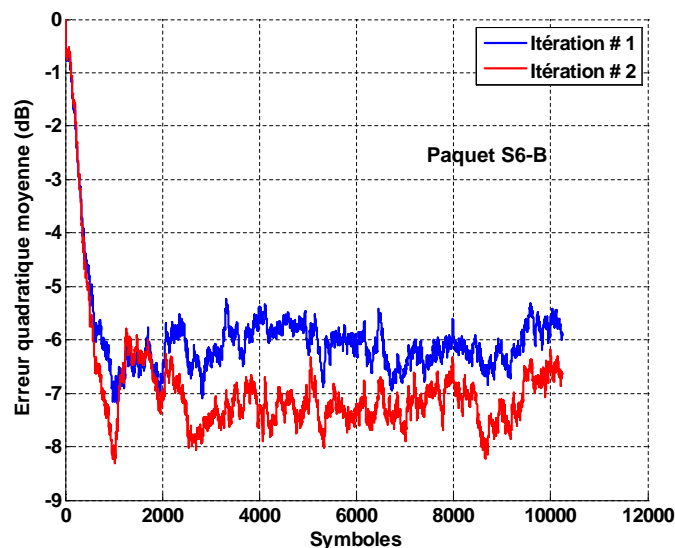


**Figure 5.12** — Évolution de la constellation en sortie de l'anneau d'interférences aux itérations 1, 2 et 5 sur le fichier Paquet S5-B,  $D = 1000$  m

dans cet intervalle et l'adaptation de ses coefficients ne permet plus de suivre ni de compenser le canal UWA. Un gain de l'ordre de 3 à 4 dB est apporté dans cet intervalle à la 5-ième itération qui évite ainsi la divergence de l'égaliseur. Nous montrons les constellations QPSK correspondantes aux itérations 1, 2 et 5 sur la figure 5.12.



**Figure 5.13** — Évolution du MSE et constellation aux itérations 1 à 2 pour le fichier Paquet S6-A,  $D = 1000$  m



**Figure 5.14** — Évolution du MSE et constellation aux itérations 1 à 2 pour le fichier Paquet S6-B,  $D = 1000$  m

Sur les figures 5.13 et 5.14, nous montrons l'évolution de la MSE respectivement pour les fichiers Paquet S6-A et Paquet S6-B. Un gain de l'ordre de 2 dB est atteint à

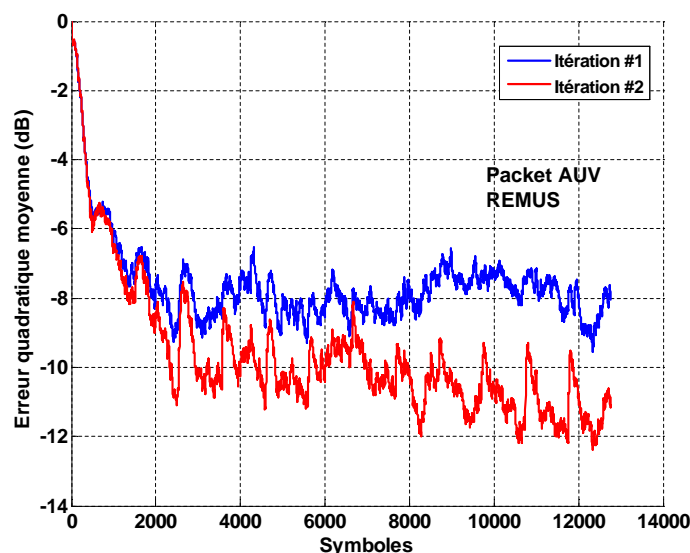
la seconde itération.

#### 5.5.5.4 Transmission mobile AUV REMUS

Enfin, nous présentons les résultats issus des fichiers reçus par le véhicule sous-marin REMUS qui est en mouvement et équipé de 8 hydrophones. Les valeurs du BER sont résumées dans le tableau 5.6. Nous montrons le BER mesuré par un seul hydrophone. Nous avons pris comme exemple les hydrophones 1 et 6. Les mesures sur les autres hydrophones sont semblables aux résultats de l'hydrophone 6. Un BER nul est atteint dès la première itération sur tous les hydrophones, excepté l'hydrophone 1 qui l'atteint à la seconde itération. Le traitement multivoie sur tous les hydrophones permet d'améliorer davantage les performances du système en terme de U-BER. L'évolution de la MSE avec 8 hydrophones est tracée sur la figure 5.15.

**TABLE 5.6** — Mesures des taux d'erreurs binaires sur REMUS - Transmission mobile

Fichiers	$N_{iter}$					
	1	2	3	4	5	6
	U-BER	C-BER	U-BER	C-BER	U-BER	C-BER
Hydrophone 1	0.031	$2.6 \cdot 10^{-4}$	0.021	0	0.0194	0
Hydrophone 6	0.03	0	0.019	0	0.019	0
Hydrophones 1 à 8	0.009	0	0.003	0	0.003	0



**Figure 5.15** — Évolution du MSE aux itérations 1 et 2 sur le fichier Packet AUV REMUS

## 5.6 Conclusion

La structure Turbo-Mi-FD-AIC proposée dans ce chapitre montre l'efficacité du traitement itératif combiné à la réception multivoie. Lorsque le gain apporté par la diversité spatiale du traitement multivoie n'est pas suffisant pour corriger toutes les erreurs de transmissions, la turbo-égalisation permet d'améliorer les performances à partir de la seconde itération. Un bon compromis peut être réalisé entre le nombre d'hydrophones et le nombre d'itérations requises pour une transmission fiable et sans erreurs. Les pertes en efficacité spectrale dues à la transmission régulière des pilotes sont évitées par le traitement adaptatif piloté par décision. L'annulation d'interférences dans le domaine fréquentiel permet de réduire la complexité calculatoire associée aux techniques de turbo-égalisation traditionnellement implémentées dans le domaine temporel. À noter que les traitements précédant l'égalisation comprenant la synchronisation trame, la compensation Doppler et la gestion du gain sont primordiaux pour le bon fonctionnement de l'égalisation. Sur la plupart des fichiers transmis durant l'expérience, on atteint une transmission QPSK sans erreur. La structure proposée Turbo-MI-FD-AIC a permis d'améliorer les performances des transmissions au fil des itérations et présente une solution à faible complexité calculatoire par rapport à un turbo-égaliseur temporel MMSE.

Les perspectives à ce travail sont les suivantes. Dans l'objectif d'accroître le débit de transmission, il est envisagé d'utiliser la structure proposée (Turbo-Mi-FD-AIC) dans un schéma de transmission à transducteurs multiples à l'émission et à hydrophones multiples à la réception (MIMO) [61, 69]. Par ailleurs, les performances de la première itération pourraient être améliorées par l'utilisation des structures d'égalisations non-linéaires.

---

# Conclusions et perspectives

Cette thèse s'est intéressée au traitement d'interférences dans le domaine fréquentiel pour des systèmes de communications acoustiques sous-marines. Le canal acoustique sous-marin introduit des sévères dégradations des performances des systèmes de communications sous-marines. Le modèle de transmission, intégrant l'influence des propriétés de ce canal sur le signal transmis, est présenté au premier chapitre, afin de définir les traitements nécessaires et adaptés en réception.

En se plaçant dans un contexte de transmission acoustique sous-marine qui nécessite une faible consommation énergétique, à la fois à l'émission et à la réception, nous avons essayé tout au long de cette thèse, de développer et de proposer des techniques de réception qui présentent un bon compromis entre la robustesse de la transmission, en terme de taux d'erreurs binaires, et la complexité calculatoire. L'égalisation fréquentielle s'est révélée particulièrement intéressante afin de compenser l'interférence engendrée par le canal acoustique sous-marin tout en garantissant une moindre complexité calculatoire par rapport à l'égalisation temporelle traditionnelle. Dans ce cadre là, les chapitres 2 et 3 traitent de l'égalisation fréquentielle en utilisant différents types d'égaliseurs.

Un égaliseur multivoie linéaire fréquentiel et adaptatif par bloc en utilisant la technique overlap-and-save est proposée au chapitre 2. Cette structure montre son intérêt par rapport à un égaliseur fréquentiel basé sur l'insertion de CP. La technique OS permet d'éviter les pertes en efficacité spectrale liées à l'insertion de CP à l'émission. Le traitement adaptatif par bloc et piloté par décision permet de suivre la variation temporelle du canal acoustique sous-marin. L'utilisation du traitement à hydrophones multiples permet d'améliorer le SNR en sortie de l'égaliseur. Il est nécessaire d'appliquer une synchronisation de phase optimisée conjointement avec l'égaliseur. La synchronisation de phase permet de compenser les décalages fréquentiels résiduels, dus à l'effet Doppler, en sortie de l'égaliseur. Cette structure a été validée expérimentalement sur des signaux réels issus d'essais en mer dans l'Océan Atlantique. Avant de procéder à l'égalisation, une synchronisation en rythme et en phase, basée sur la technique des corrélations partielles, permet de compenser la compression/dilatation de la durée symbole. Cette étape est nécessaire pour le bon fonctionnement de l'égalisation.

L'égalisation non-linéaire présente des performances meilleures que l'égalisation linéaire. L'implémentation d'égaliseurs non-linéaires dans le domaine fréquentiel constitue l'objet du chapitre 3. Cependant, l'implémentation de ces structures entièrement dans le domaine fréquentiel est confrontée à un problème de causalité. Une implémentation hybride de l'égaliseur non-linéaire permet de résoudre ce problème. Dans un premier temps, un égaliseur PDFE hybride et adaptatif par bloc utilisant la technique OS (HD-OS-APDFE) est proposé. Ce dernier permet de réduire la propagation d'erreurs par rapport à l'égaliseur DFE. La structure proposée HD-OS-APDFE présente un bon compromis entre complexité et performances.

Dans un deuxième temps, nous avons développé un égaliseur DFE hybride multivoie et adaptatif par bloc utilisant la technique OS, dans un contexte de transmissions acoustiques sous marines. Le choix du DFE par rapport au PDFE est fait sur la base de la moindre complexité du DFE hybride. Le phénomène de propagation d'erreurs en DFE est appuyée par le recours à un récepteur multivoie afin de bénéficier de la diversité spatiale ; ce qui apporte un gain en SNR.

L'analyse de l'influence de la taille de bloc  $N$  sur le BER nous a conduit à la conclusion suivante. Plus le bloc est court, plus l'égaliseur sera capable de suivre les variations du canal. Plus le bloc est long, moindre est la complexité calculatoire. La taille  $N$  doit être choisie pour réaliser un compromis entre la complexité et la robustesse du lien acoustique. A la différence des systèmes d'égalisation fréquentielle et hybride basés sur l'insertion du CP à l'émission, l'utilisation de la technique OS dans notre structure permet de faire varier la taille de bloc et la longueur de l'égaliseur à la réception. Ceci offre une certaine flexibilité de paramétrage. De plus, une structure HD-OS-ADFE à taille de bloc et/ou longueur d'égaliseur variable, peut s'avérer intéressante pour s'adapter à la variation temporelle du canal. En perspective à ce travail, on pourrait envisager l'utilisation d'un égaliseur fréquentiel où la taille de bloc et la longueur de l'égaliseur sont adaptées en fonction de la variation temporelle du canal dans l'objectif de réduire davantage la complexité calculatoire par l'augmentation de  $N$  tout en conservant un niveau de performance acceptable en BER.

Un schéma de transmission SC-FDMA mono-utilisateur en mode distribué uniforme, avec égalisation fréquentielle à la réception, est proposé au chapitre 4. Comparé au schéma classique SC-FDE de même rythme symbole et en utilisant le même égaliseur, un gain en termes de BER et de MSE est obtenu au prix d'une diminution du débit utile de l'utilisateur. Le schéma proposé se présente comme étant robuste sur les canaux sélectifs en temps et en fréquence. Les intervalles de garde fréquentiels, insérés entre les sous-porteuses successivement occupées, permettent de réduire l'effet Doppler sur le signal transmis. Les résultats obtenus par simulations ont été validés expérimentalement sur des signaux réels issus d'essais en mer dans la rade de Brest.

En perspectives, il est envisagé d'étendre cette étude au cas multi-utilisateurs avec

des transducteurs multiples, où chaque transducteur sera associé à un utilisateur. Ceci nécessitera la gestion de synchronisation entre utilisateurs à la réception et l'emploi de techniques robustes pour le traitement d'interférences entre utilisateurs. Par ailleurs, l'augmentation du nombre d'états de modulation pour palier la réduction du débit, en comparaison au schéma SC-FDE, est une autre piste d'investigation.

La structure proposée Turbo-Mi-FD-AIC montre l'efficacité du traitement itératif combiné à la réception multivoie. Lorsque le gain apporté par la diversité spatiale du traitement multivoie n'est pas suffisant pour corriger toutes les erreurs de transmissions, la turbo-égalisation permet d'améliorer les performances à partir de la seconde itération. Un bon compromis peut être trouvé entre le nombre d'hydrophones et le nombre d'itérations requises pour une transmission fiable et sans erreur. Les pertes en efficacité spectrale dues à la transmission régulière des pilotes sont évitées par le traitement adaptatif piloté par décision. L'annulation d'interférences dans le domaine fréquentiel permet de réduire la complexité calculatoire associée aux techniques de turbo-égalisation traditionnellement implémentées dans le domaine temporel. À noter que les traitements précédant l'égalisation comprenant la synchronisation trame, la compensation Doppler et la gestion du gain, sont primordiaux pour le bon fonctionnement de l'égalisation. Sur la plupart des fichiers transmis durant l'expérience, on a atteint une transmission QPSK sans erreur.

Dans l'objectif d'accroître le débit de transmission, il est envisagé, en perspective, d'utiliser la structure proposée (Turbo-Mi-FD-AIC) dans un schéma de transmission à transducteurs multiples à l'émission et à hydrophones multiples à la réception. Par ailleurs, les performances de la première itération pourraient être améliorées par l'utilisation des structures d'égalisations non-linéaires, ce qui peut favoriser un gain en SNR sur l'apparition du seuil de convergence, requis pour déclencher le processus itératif.





---

# ANNEXE A : Expression analytique de la probabilité d'erreur binaire par utilisateur SC-FDMA

Reprenant l'équation (4.26)

$$y_m^{(u)} = d_m^{(u)} + \tilde{b}_m \quad (5.18)$$

On considère une modulation à déplacement de phase à deux états BPSK. Les symboles  $d_m \in \{\pm 1\}$  sont indépendants et identiquement distribués avec  $\pi_{-1} = \pi_{+1} = 1/2$ . Pour simplifier l'écriture mathématique des équations ci-dessous, on omet l'écriture de l'indice d'utilisateur  $u$

$$\begin{aligned} Pe &= \pi_{-1} Pr \left\{ \hat{d}_m = +1 / d_m = -1 \right\} + \pi_{+1} Pr \left\{ \hat{d}_m = -1 / d_m = +1 \right\} \\ &= Pr \left\{ \tilde{b}_m > 1 \right\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \int_1^{+\infty} e^{-\frac{z^2}{2}\sigma_b^2} dz \end{aligned} \quad (5.19)$$

Rappelant la définition de la fonction  $erfc(x)$

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2} dt \quad (5.20)$$

En utilisant (5.20), (5.19) devient :

$$Pe^{(u)} = \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{\sigma_d^2}{2\sigma_b^2}} \quad (5.21)$$

avec

$$\sigma_b^2 = U\sigma_d^2 = U \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} CS_{t_0}(f) df = \frac{N_0}{2} Ucs(t_0) \quad (5.22)$$

Avec  $cs(t_0) = 1$ , on déduit :

$$\sigma_b^2 = \frac{N_0}{2}U \quad (5.23)$$

L'équation 5.21 devient,

$$Pe = \frac{1}{2}erfc\sqrt{\frac{\sigma_d^2}{N_0U}} \quad (5.24)$$

**Expression de la probabilité d'erreur binaire en fonction du rapport  $E_s^{(u)}/N_0$  :**

On définit la puissance d'émission  $P_x^{(u)}$  du signal SC-FDMA transmis par l'utilisateur  $u$  par :

$$\begin{aligned} P_x^{(u)} &= E \left[ |s^{(u)}(t)|^2 \right] \\ &= \frac{\sigma_x^2}{T} \int C S_{t_0}(f) df \\ &= \frac{\sigma_x^2}{T} cs(t_0) \end{aligned} \quad (5.25)$$

D'après (4.11) et avec  $cs(t_0) = 1$ , on déduit :

$$P_x^{(u)} = \sigma_d^2 / (TU^2) \quad (5.26)$$

L'énergie moyenne  $E_s^{(u)}$  par symbole élémentaire  $s_n^{(u)}$ , et transmis par l'utilisateur  $u$ , est exprimée en fonction de la puissance telle que :  $E_s^{(u)} = P_x^{(u)}T$ . En utilisant (5.24), on déduit l'expression de la probabilité d'erreur binaire  $Pe^{(u)}$  en fonction du rapport  $E_s/N_0$  :

$$Pe^{(u)} = \frac{1}{2}erfc\sqrt{\frac{E_s^{(u)}}{N_0}U} \quad (5.27)$$

**Expression de la probabilité d'erreur binaire en fonction du rapport  $E_b/N_0$  :**

L'énergie moyenne par symbole élémentaire  $s_n^{(u)}$  en sortie du filtre de mise en forme  $E_s^{(u)}$  est donnée en fonction de l'énergie moyenne par bit  $E_b^{(u)}$  pour une modulation à déplacement de phase d'ordre  $m$  ( $m$ -PSK) par l'équation suivante :

$$E_s^{(u)} = \log_2(m) \frac{1}{U} E_b^{(u)} \quad (5.28)$$

Pour une modulation BPSK ( $m = 2$ ), on déduit l'expression de la probabilité d'erreur binaire  $Pe^{(u)}$  en fonction du rapport  $E_b/N_0$  :

$$Pe^{(u)} = \frac{1}{2}erfc\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (5.29)$$

---

## ANNEXE B : Bruit résultant en sortie du démodulateur SC-FDMA

Rappelons l'équation (4.27) qui donne l'expression du bruit résultant en sortie du démodulateur SC-FDMA,

$$\tilde{w}_m = \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \check{w}_{vU+u} e^{i \frac{2\pi}{M} m v} \quad (5.30)$$

En exprimant  $\check{w}_{vU+u}$  en tant que la transformée de Fourier sur  $N$  échantillons  $w_n$  à l'entrée de la DFT, l'équation ci-dessus peut être développée comme suit :

$$\begin{aligned} \tilde{w}_m &= \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-i \frac{2\pi}{N} (vU+u)n} e^{i \frac{2\pi}{M} m v} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-i \frac{2\pi}{N} u n} e^{i \frac{2\pi}{M} (m-n)v} \end{aligned} \quad (5.31)$$

On en déduit la moyenne du bruit  $\tilde{w}_m$  :  $E[\tilde{w}_m] = 0$ .

La variance est calculée comme suit. On rappelle que la variance du bruit à l'entrée de la DFT est notée  $\sigma_{\tilde{w}}^2 = E[|\tilde{w}_m|^2]$ .

$$\begin{aligned} \sigma_{\tilde{w}}^2 &= E[|\tilde{w}_m|^2] = \frac{1}{M^2} \sum_{n=0}^{N-1} E[|\tilde{w}_m|^2] \left| \sum_{v=0}^{M-1} e^{-i \frac{2\pi}{N} u n} e^{i \frac{2\pi}{M} (m-n)v} \right|^2 \\ &= \frac{1}{M^2} \sigma_w^2 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{v=0}^{M-1} \sum_{v'=0}^{M-1} e^{i \frac{2\pi(v-v')}{M} (m-n)} \\ &= \frac{1}{M^2} \sigma_w^2 \left[ \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{v=0}^{M-1} 1 + \sum_{v' \neq 0}^{M-1} e^{i \frac{2\pi(v-v')}{M} m} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-i \frac{2\pi(v-v')}{M} n} \right] \\ &= U \sigma_w^2 \end{aligned} \quad (5.32)$$



---

# Références

- [1] M. Chitre, S. Shahabudeen, L. Freitag, and M. Stojanovic. Recent Advances in Underwater Acoustic Communications and Networking. In *IEEE OCEANS 2008*, pages 1–10, Sept. 2008.
- [2] B.S. Sharif, J. Neasham, O.R. Hinton, and A. E. Adams. A Computationally Efficient Doppler Compensation System for Underwater Acoustic Communications. *IEEE J. Oceanic Eng.*, OE-25 :52–61, Jan. 2000.
- [3] G. Eynard and C. Laot. Blind Doppler Compensation Scheme for Single Carrier Digital Underwater Communications. In *Proc. of OCEANS’08*, Quebec, Canada, 2008.
- [4] B. Li, J. Huang, S. Zhou, K. Ball, M. Stojanovic, L. Freitag, and P. Willett. MIMO-OFDM for High-Rate Underwater Acoustic Communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 34, no. 4, pp 634-644, 2009.
- [5] K. Tu, D. Fertoni, T.M. Duman, M. Stojanovic, J.G. Proakis, and P. Hursky. Mitigation of Inter-carrier Interference for OFDM Over Time-Varying Underwater Acoustic Channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 36, no. 2, pp 156-171, 2011.
- [6] C. Laot, N. Beuzelin, and A. Bourre. Experimental Results on MMSE Turbo Equalization in Underwater Acoustic Communication Using High Order Modulation. In *IEEE OCEANS 2010*, pages 1–6, 2010.
- [7] J.W. Choi, R.J. Drost, A.C. Singer, and J. Preisig. Iterative Multi-Channel Equalization and Decoding for High Frequency Underwater Acoustic Communications. In *Proc. of IEEE Sensor Array and Multichannel signal processing workshop, SAM 2008*, 2008.
- [8] R. Otnes and T.H. Eggen. Underwater acoustic Communications : Long-Term Test of turbo Equalization in Shallow Water. *IEEE Journal of Oceanic engineering*, 33 :321–334, July 2008.
- [9] J. Tao, Y. R. Zheng, C. Xiao, T. Yang, and W. Yang. Channel Equalization for Single Carrier MIMO Underwater Acoustic Communications. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, no. 1, pp 281-769, 2010.
- [10] E.M. Sozer, J.G. Proakis, and F. Blackmon. Iterative Equalization and Decoding Techniques for Shallow Water Acoustic Channels. In *MTS/IEEE Conference and Exhibition, OCEANS 2001*, volume 4, pp 2201-2208, 2001.
- [11] P. P. Beaujean and L.R. LeBlanc. Adaptive Array Processing for High-Speed Acoustic Communication in shallow water. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 29, no. 3, pp 807-823, 2004.
- [12] L. Berkhovskikh and Y. Lysanov. *Fundamentals of Ocean Acoustics*, New York. Springer, 1982.

- [13] François-Xavier Socheleau. *Communications acoustiques sous-marines sur canal fortement dispersif en temps et en fréquence : point de vue de la théorie de l'information*. PhD thesis, Télécom Bretagne, 2011.
- [14] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson. Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems. *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 4, pp 58 -66, Apr 2002.
- [15] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude. Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting. *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, no. 2, pp 100 -109, Feb 1995.
- [16] J. Preisig. Acoustic Propagation Considerations for Underwater Acoustic Communications Network Development. *SIGMOBILE Mob. Comput. Commun. Rev.*, vol. 11 no. 4, pp 2-10, Oct 2007.
- [17] D.B. Kilfoyle and A.B. Baggeroer. The State of The Art in Underwater Acoustic Telemetry. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 25, no. 1, pp 4-27, 2000.
- [18] P. V. Walree. Channel Sounding for Acoustic Communications : Techniques and Shallowwater Examples. *Research report, Norwegian Defence Research Establishment (FFI)*, 2011.
- [19] R. Istepanian and M. Stojanovic. *Underwater Acoustic Digital Signal Processing and Communication Systems*. Springer, 2002.
- [20] Theodore S. Rappaport. *Wireless Communications : Principle and Practice*. 2ed., Pearson Education, 2002.
- [21] Gouven Eynard. *Techniques de synchronisation pour les communications acoustiques sous-marines*. PhD thesis, Télécom Bretagne, 2008.
- [22] Xavier Lurton. *Acoustique sous-marine : Présentation et applications*. IFREMER, 1998.
- [23] K. Berberidis and J. Palicot. A Frequency-Domain Decision Feedback Equalizer for Multipath Echo Cancellation. In *Global Telecommunications Conference, IEEE GLOBECOM '95.*, volume 1, pp 98 -102, Nov 1995.
- [24] J. G. Proakis. *Digital Communications*. Boston : McGraw-Hill, 2001.
- [25] Jean-Marc Brossier. *Signal et communication numérique : égalisation et synchronisation*. Hermès, 1997.
- [26] I. Kacha, K. Abed-Meraim, and A. Belouchrani. Blind Adaptive Equalization Method without Channel Order Estimation. In *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings. 2006 IEEE International Conference on*, volume 4, pp IV-IV, 2006.
- [27] J.J. Shynk. Frequency-Domain and Multirate Adaptive Filtering. *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 9, no. 1, pp 14 -37, Jan 1992.
- [28] P.A. Dmochowski and P.J. McLane. Frequency Domain Equalization for High Data Rate Multipath Channels. In *IEEE Pacific Rim Conference on PACRIM.*, volume 2, pages 534 -537, 2001.
- [29] C. M. Grant, C. F. N. Cowan, and Jr. E. R. Ferrara. Frequency-Domain Adaptive Filtering. In N.J. Englewood Cliffs, editor, *Adaptive Filters*, chapter 6, pages 145-179. Prentice-Hall Signal Processing Series, New Jersey, 1985.
- [30] B. Porat and B. Friedlander. Blind Equalization of Digital Communications Channels Using High-Order Moments. *IEEE Trans. of Signal Processing*, vol 39, no. 2, pp 522-526, Feb 1991.

- [31] K. Amis, N. Le Josse, and C. Laot. Efficient Frequency-Domain MMSE Turbo Equalization Derivation and Performance Comparison with the Time-Domain Counterpart. In *Third International Conference on Wireless and Mobile Communications, ICWMC '07.*, pages 65–65, 2007.
- [32] Jean-Marc Brossier. *Egalisation adaptative et estimation de phase : Application aux communications sous marines*. PhD thesis, Institut national polytechnique de Grenoble, 1992.
- [33] Q. Cai, A. Wilzeck, and T. Kaiser. A Compound Method for Initial Frequency Acquisition in WCDMA Systems. In *IEE DSP Enabled Radio Conference*, Southampton, England, 2005.
- [34] N. Al-Dhahir and J.M. Cioffi. MMSE Decision-Feedback Equalizers : Finite-Length Results. *IEEE Trans. Inform. Theory.*, vol. 41, no 4, pp 961 -975, Jul 1995.
- [35] C.A. Belfiore and J. Park. Decision Feedback Equalization. *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, no 8, pp 1143 - 1156, Aug. 1979.
- [36] N. Benvenuto, R. Dinis, D. Falconer, and S. Tomasin. Single Carrier Modulation With Nonlinear Frequency Domain Equalization : An Idea Whose Time Has Come Again. *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, no. 1, pp 69 -96, Jan. 2010.
- [37] F. Pancaldi, G. Vitetta, R. Kalbasi, N. Al-Dhahir, M. Uysal, and H. Mheidat. Single-Carrier Frequency Domain Equalization. *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 25, no. 5, pp 37-56, Sept 2008.
- [38] N. Benvenuto and S. Tomasin. On The Comparison Between OFDM and Single Carrier Modulation With a DFE Using a Frequency-Domain Feedforward Filter. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 6, pp 947 -955, Jun 2002.
- [39] S. Tomasin. Overlap and Save Frequency Domain DFE for Throughput Efficient Single Carrier Transmission. In *IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2005.*, volume 2, pp 1199 -1203, Sept. 2005.
- [40] Yu Zhu and K.B. Letaief. Single Carrier Frequency Domain Equalization with Time Domain Noise Prediction for Wideband Wireless Communications. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 12, pp 3548 -3557, Dec. 2006.
- [41] N. Benvenuto and S. Tomasin. Block Iterative DFE for Single Carrier Modulation. *Electronics Letters*, vol. 38, no. 19, pp 1144-1145, Sep. 2002.
- [42] P. Pedrosa, R. Dinis, and F. Nunes. Iterative Frequency Domain Equalization and Carrier Synchronization for Multi-Resolution Constellations. *IEEE Trans. Broadcasting.*, vol. 56, no. 4, pp 551-557, Dec. 2010.
- [43] F. Sainte-Agathe and H. Sari. Iterative Frequency-Domain Decision-Feedback Equalization. In *3rd International Symposium on Wireless Communication Systems, 2006. ISWCS '06.*, pages 1 –5, sept. 2006.
- [44] V. Kekatos, K. Berberidis, and A.A. Rontogiannis. A Block Adaptive Frequency Domain MIMO DFE for Wideband Channels. In *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2007. ICASSP 2007. IEEE International Conference on*, volume 3, pages III–197 –III–200, april 2007.
- [45] B. K. Ng and D. Falconer. A Novel Frequency Domain Equalization Method for Single-Carrier Wireless Transmissions over Doubly-Selective Fading Channels. In *Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '04. IEEE*, volume 1, pp 237 - 241, Dec. 2004.



- [46] H.A. Leinhos. Block-Adaptive Decision Feedback Equalization With Integral Error Correction for Underwater Acoustic Communications. In *OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition*, volume 2, pp 817-822, 2000.
- [47] 3GPP TS 45.005 version 8.15.0. *Technical Specification Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception (Release 8)*. 3GPP TS, 2012.
- [48] M. Nouné and A. Nix. Frequency-Domain Precoding for Single Carrier Frequency-Division Multiple Access. *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 6, pp 68-74, June. 2009.
- [49] H.G. Myung, J. Lim, and D. Goodman. Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission. *IEEE Vehicular Technology Mag.*, vol. 1, no. 3, pp 30-38, 2006.
- [50] Yvon Sosthène Yameogo. *Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA*. PhD thesis, SUPELEC Rennes, Université de Rennes 1, 2011.
- [51] TS 36.211 V10.4.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and Modulation. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, Release 10.
- [52] H.G. Myung, J. Lim, and D. Goodman. Peak-To-Average Power Ratio of Single Carrier FDMA Signals with Pulse Shaping. In *IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 1-5, 2006.
- [53] G. Huang, A. Nix, and S. Armour. Decision Feedback Equalization in SC-FDMA. In *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC.*, pages 1-5, Sept. 2008.
- [54] C. Douillard, M. Jézéquel, C. Berrou, A. Picart, P. Didier, and A. Glavieux. Iterative Correction of Intersymbol Interference : Turbo-Equalization. *European Transactions on Telecommunications*, vol. 6, no. 5, pp 507-511, 1995.
- [55] G. Bauch, H. Khorram, and J. Hagenauer. Iterative Equalization and Decoding in Mobile Communications Systems. In *Second European Personal Mobile Communications Conference 2. EPMCC '97*, pages 307-312, 1997.
- [56] S. ten Brink. Designing Iterative Decoding Schemes with the Extrinsic Information Transfer Charts. In *AEU Int. J. Electron. Commun.*, volume 54, no. 6, pp 389 - 398, Nov. 2000.
- [57] A. Glavieux, C. Laot, and J. Labat. Turbo Equalization Over a Frequency Selective Channel. In *Proc. 1st Symp. Turbo Codes*, pages 96-102, 1997.
- [58] C. Laot, A. Glavieux, and J. Labat. Turbo Equalization : Adaptive Equalization and Channel Decoding Jointly Optimized. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no 9, pp 1744-1752, 2001.
- [59] X. Wang and H. Vincent Poor. Iterative (Turbo) Soft Interference Cancellation and Decoding for Coded CDMA. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 7, pp 1046-1061, July. 1999.
- [60] M. Tüchler, A.C. Singer, and R. Koetter. Minimum Mean Squared Error Equalization Using a Priori Information. *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, no. 3, pp 673-683, Mar. 2002.
- [61] J. Zhang, Y. R. Zheng, and C. Xiao. Frequency-Domain Equalization for Single Carrier MIMO Underwater Acoustic Communications. In *OCEANS 2008*, pages 1-6, Sept. 2008.
- [62] M. Tüchler and J. Hagenauer. Turbo Equalization Using Frequency Domain Equalizers, 2000.

- [63] R. Visoz, A.O. Berthet, and S. Chtourou. Frequency-Domain Block Turbo-Equalization for Single-Carrier Transmission Over MIMO Broadband Wireless Channel. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, no. 12, pp 2144-2149, 2006.
- [64] B. Ng, C-T. Lam, and D. Falconer. Turbo Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 2, pp 759-767, 2007.
- [65] C. Berrou. *Codes et turbocodes*. Springer, 2007.
- [66] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv. Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate (Corresp.). *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 20, no. 2, pp 284-287, 1974.
- [67] D. Chu. Polyphase Codes With Good Periodic Correlation Properties (Corresp.). *IEEE Trans. Inform. Theory.*, vol. 18, no. 4, pp 531-532, 1972.
- [68] J. Tao, Y. R. Zheng, C. Xiao, and T.C. Yang. Robust MIMO Underwater Acoustic Communications Using Turbo Block Decision-Feedback Equalization. *IEEE J. Oceanic Engineering*, Vol. 35, No. 4, pp. 948-960, Oct. 2010.
- [69] P. Bouvet and A. Loussert. Capacity Analysis of Underwater Acoustic MIMO Communications. In *OCEANS 2010 IEEE - Sydney*, pages 1–8, 2010.